

PRAKTYCZNY

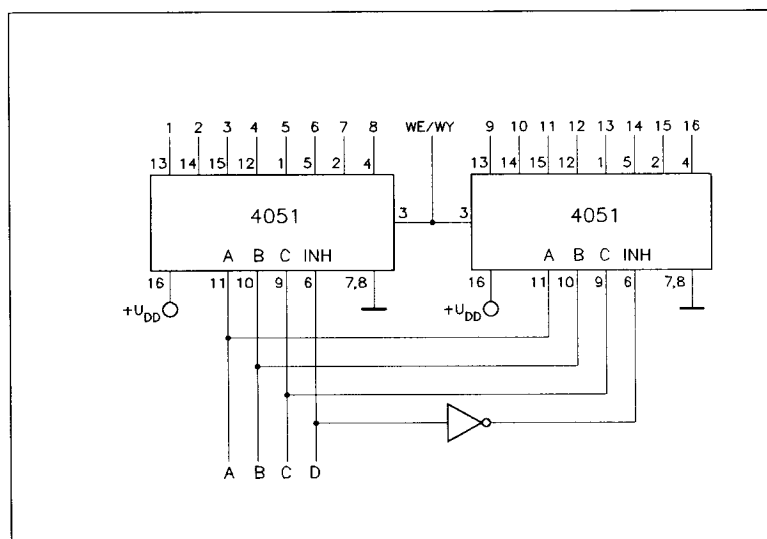
ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

NR IND 372161

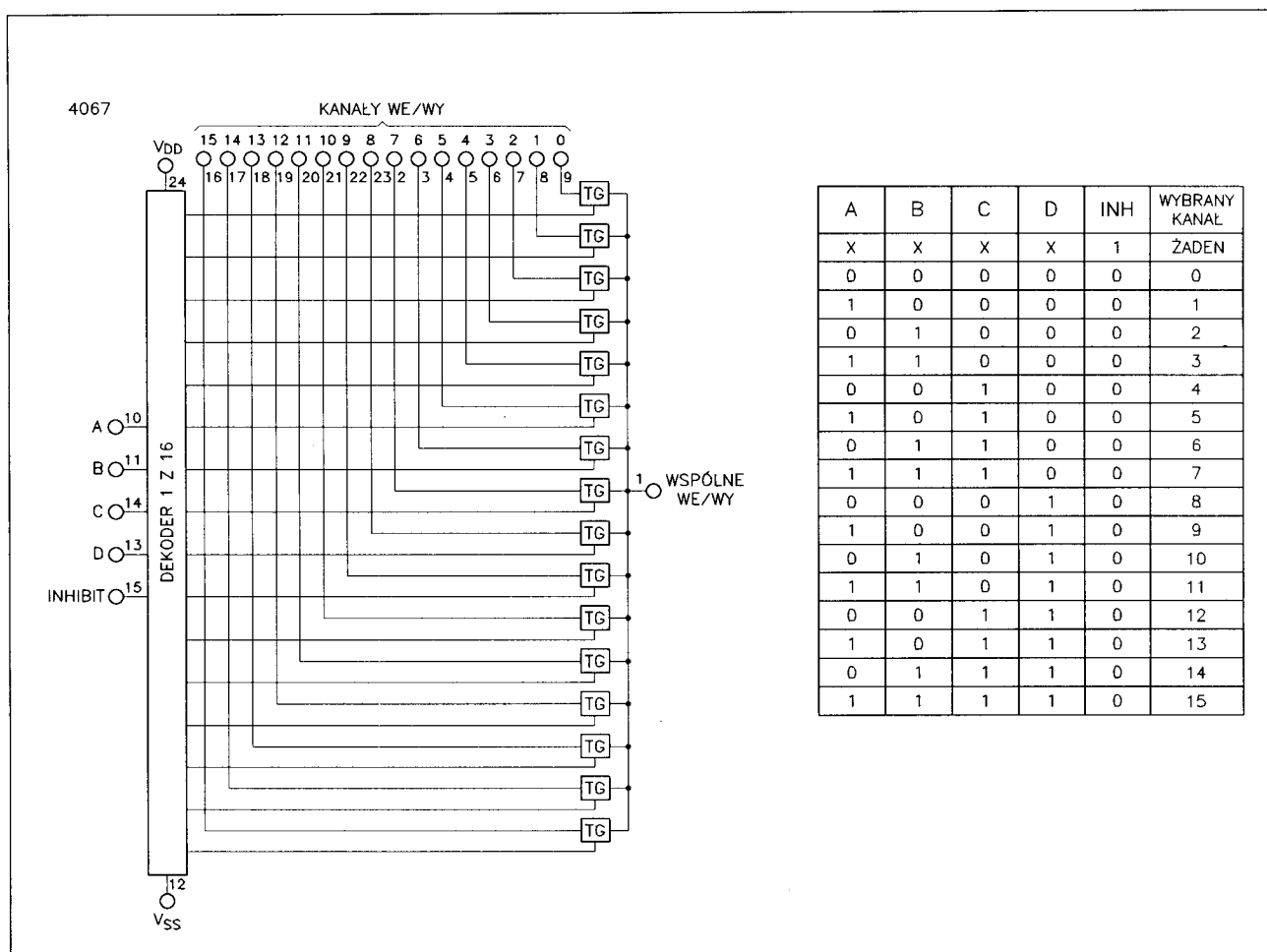
cena 2zł (20000 zł)

maj
nr 5 '95



**Rys. 2 Schemat ideowy multipleksera szesnastokanałowego
zbudowanego z dwóch multipleksersów ośmiokanałowych**

Oprócz multiplekserów analogowych opisywanych w poprzednim numerze PE produkowane są także multipleksery o większej liczbie kanałów. Przykładem tego jest układ 4067 zawierający szesnastokanałowy multiplekser analogowy. Na rysunku 1 zamieszczono rozkład wyprowadzeń układu 4067 i tablicę stanów. Układ nie jest wyposażony w konwerter poziomów logicznych. Układ posiada obudowę DIL 24. Niestety układ ten jest mało popularny i w związku z tym trudno dostępny w naszych sklepach elektronicznych. Można jednak temu z powodzeniem zaradzić stosując układ przedstawiony na rysunku 2. Wykorzystano w nim dwa ośmiokanałowe multipleksery, które włączane są na przemian najstarszym bitem adresu. Dodatkową zaletą tego rozwiązania jest możliwość wykorzystania układów konwersji poziomów logicznych.



Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń i tabela stanów multipleksera 4067

Dokończenie na str. 30

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

MAJ nr 5/95

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 21.....	2
Woltomierz 4 i 1/2 cyfry.....	4
Zdalne sterowanie oświetleniem pokoju.....	11
Przystawka „FUZZ” – „WAH-WAH”.....	16
Miniaturowy zegar na układzie MC 1204.....	19
Zasady prenumeraty.....	19
Zakłócenia i ich redukcja cz.1.....	22
Elektroniczny przełącznik wejść.....	25
Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511.....	30

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 5,00 zł (50.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 6, 11, 12/94; 1-5/95. Cena jednego egzemplarza 2,00 zł (20.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 6/94 i PE 2/95.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:
ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE
ul. Prosta 11 65-001 Zielona Góra
KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra
997283-102847-2541

Ceny:

- 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,00 zł (20.000 zł) + 22% VAT (najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,00 zł (10.000 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”
ul. Prosta 11
65-001 Zielona Góra
tel. 27-04-82 w godz. 10⁰⁰–13⁰⁰
Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Woltomierz 4 i 1/2 cyfry

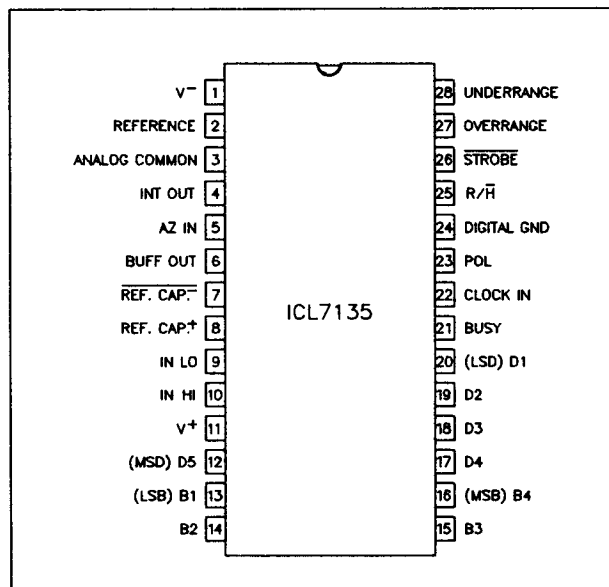
Woltomierze cieszą się dużą popularnością wśród naszych Czytelników. Nowoczesne układy scalone umożliwiają zbudowanie woltomierza o bardzo dobrych parametrach nawet przez mało zaawansowanych elektroników. W poniższym artykule przedstawiamy opis woltomierza o zakresie pomiarowym 2,0000 V nazywanego często woltomierzem o rozdzielczości 4 i 1/2 cyfry.

Woltomierz zbudowano z wykorzystaniem układu scalonego ICL 7135, który zawiera precyzyjny przetwornik analogowo-cyfrowy, z multipleksowanym wyjściem w kodzie BCD. Przetwornik pracuje w oparciu o zasadę podwójnego całkowania i wyposażony jest w układ automatycznego zerowania, oraz układ automatycznej sygnalizacji polaryzacji. Pełny zakres pomiarowy wynosi $\pm 2,0000$ V przy prawie idealnej liniowości. Prąd polaryzacji wejścia pomiarowego nie przekracza 10 pA, a temperaturowy dryft zera $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Ponadto ICL 7135 posiada szereg wyjść logicznych umożliwiających zdalne sterowanie pracą woltomierza w rozbudowanych układach pomiarowych. Układ ICL 7135 wykonany jest w technologii CMOS. Do układu dołączony jest wyświetlacz, dekodery i tranzystorowe wzmacniacze cyfr, oraz źródło napięcia referencyjnego i generator. Podstawowe parametry układu zamieszczono w tabeli 1 i 2, a rozkład wyprowadzeń przedstawiono na rysunku 1.

Tabela 1

Parametry maksymalne układu ICL 7135

Napięcie zasilania V_+	+6 V
V_-	-9 V
Napięcie wejściowe IN LO, IN HI	$V_- \div V_+$
Napięcie referencyjne	$V_- \div V_+$
Amplituda przebiegu zegarowego	$\text{GND} \div V_+$
Moc strat	800 mW
Zakres temperatur pracy	$0 \div 70^\circ\text{C}$

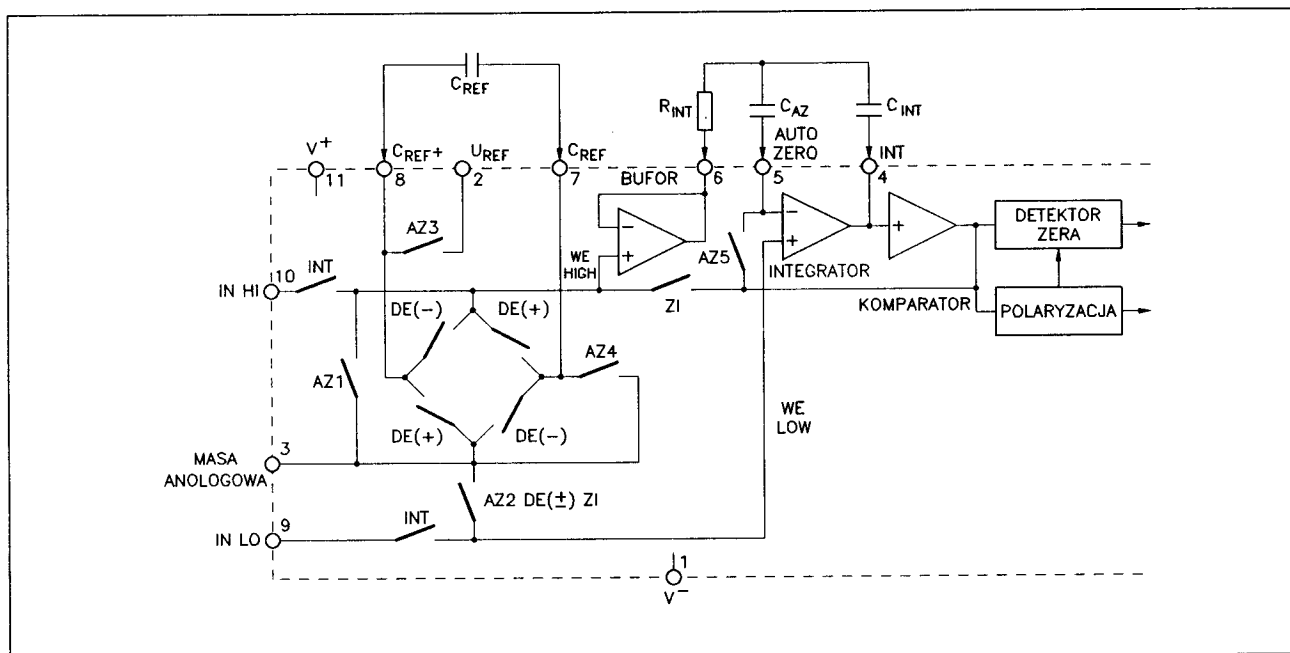


Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń układu ICL 7135

Tabela 2

Parametry charakterystyczne, przy: $V_+ = +5$ V, $V_- = -5$ V, $T_a = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Charakterystyka	Warunki pomiaru	Min.	Typ.	Max.	Wielkość
	Odczyt zera	$V_{IN} = 0,0$ V dla zakresu 2,0000 V	-0,0000	$\pm 0,0000$	+0,0000	Odczyt cyfrowy
	Autokontrola	$V_{IN} = V_{REF}$ dla zakresu 2,0000 V	+0,9998	+0,9999	+1,0000	Odczyt cyfrowy
	Liniowość	$-2 \text{ V} \leq V_{IN} \leq +2 \text{ V}$		0,5	1	Błąd dyskretyzacji
	Różnica odczytu dla jednakowych napięć o przeciwnych polaryzacjach	$-V_{IN} = +V_{IN} \approx 2 \text{ V}$	—	0,5	1	Błąd dyskretyzacji
I_{ILK}	Prąd polaryzacji wejścia	$V_{IN} = 0,0$ V		1	10	pA
TC	Dryft zera	$V_{IN} = 0,0$ V dla $0^\circ\text{C} \leq 70^\circ\text{C}$		0,5	2	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
V_{INH}	Poziomy logiczne		2,8	2,2		V
V_{INI}	dla wejść cyfrowych:			1,6	0,8	V
I_{INI}	CLOCK IN,	$V_{IN} = 0$ V		0,02	0,1	mA
I_{INH}	RUN/HOLD	$V_{IN} = +5$ V		0,1	10	μA
V_{OI}	Poziomy logiczne	$I_{OI} = 1,6$ mA		0,25	0,4	V
V_{OH}	dla wszystkich	$I_{OH} = -1$ mA	2,4	4,2		V
V_{OH}	wyjść cyfrowych	$I_{OH} = -10 \mu\text{A}$	4,9	4,99		V
I_+	Pobór prądu	$f_{CLK} = 0$		1,1	3,0	mA
I_-	Pobór prądu	$f_{CLK} = 0$		0,8	3,0	mA



Rys. 2 Schemat blokowy części analogowej układu ICL 7135

W układzie ICL 7135 można wyróżnić blok analogowy i cyfrowy. W pierwszej kolejności zostanie omówiona praca bloku analogowego (rys. 2). Każdy cykl pomiarowy składa się z czterech podstawowych faz:

- automatyczne zerowanie AZ;
- całkowanie napięcia mierzonego INT;
- całkowanie napięcia referencyjnego DE;
- zerowanie integratora.

W fazie automatycznego zerowania napięcie mierzone zostaje odłączone przez rozwarte klucze INT. Równocześnie wejścia WE HIGH bufora i WE LOW integratora zostają zwarte do masy analogowej za pośrednictwem kluczy AZ1 i AZ2. Następnie kondensator C_{REF} zostaje naładowany do wartości napięcia referencyjnego U_{REF} za pośrednictwem zwartych kluczy AZ3 i AZ4. Zwarcie klucza AZ5 powoduje zamknięcie pętli sprzężenia obejmującej bufor, integrator i komparator. Kondensator automatycznego zerowania C_{AZ} zostaje naładowany do napięcia kompensującego napięcie niezrównoważenia wzmacniaczy operacyjnych. Dzięki temu dokładność zerowania limitowana jest tylko przez szumy układu pomiarowego i wynosi w najgorszym wypadku mniej niż $10 \mu V$, czyli o jeden rząd wielkości mniej niż rozdzielczość przy zakresie pomiarowym $2,0000 V$.

W drugiej fazie wszystkie klucze AZ zostają rozwarte, natomiast zwarte są oba klucze INT doprowadzając do układu napięcie mierzone z wejść IN HI i IN LO. Integrator rozpoczyna całkowanie napięcia wejściowego, a dokładniej różnicy napięć pomiędzy końcówkami IN HI i IN LO. Całkowanie napięcia wejściowego odbywa się przez ściśle określony czas, wynoszący 10.000 taktów zegara. Najczęściej wejście IN LO jest łączone z masą analogową, zapewniając tym samym liniowy pracę integratora w obszarze liniowym. Na końcu fazy całkowania zapamiętana zostaje polaryzacja mierzonego napięcia.

W trzeciej fazie do integratora zostaje doprowadzone napięcie referencyjne U_{REF} zapamiętane na kondensatorze C_{REF} . Polaryzacja napięcia referencyjnego doprowadzonego do integratora jest przeciwna do polaryzacji napięcia mierzonego, tak aby w trakcie tej fazy kondensator C_{INT} ulegał rozładowywaniu. Umożliwiają to klucze DE(-), lub DE(+) łączące jedną z okładek kondensatora C_{REF} z masą analogową, a drugą z wejściem bufora. Wejście nieodwracające integratora w trakcie tej fazy jest zwarte do masy przez klucz DE($\pm$). Czas rozładowania kondensatora C_{INT} do napięcia zerowego jest proporcjonalny do wartości napięcia doprowadzonego do wejść IN HI i IN LO w poprzedniej fazie.

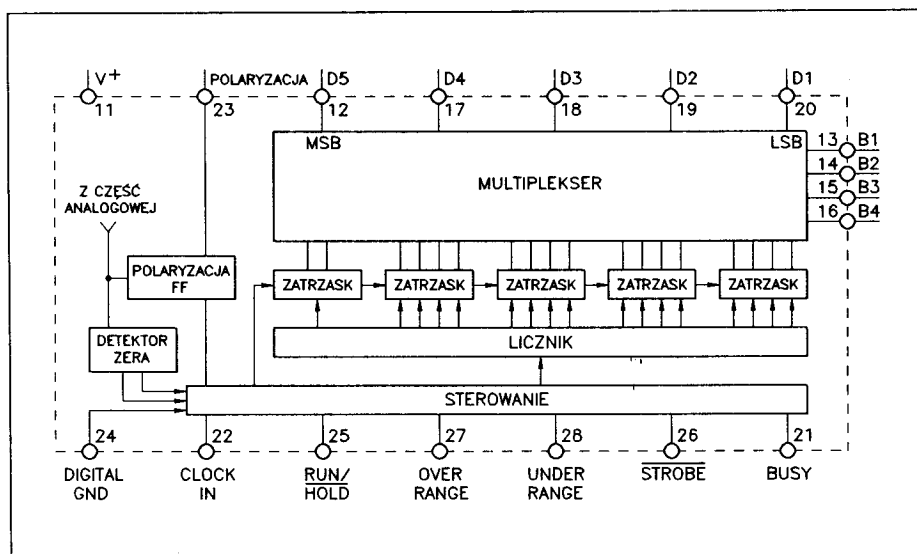
Ostatnią fazą jest zerowanie integratora, w trakcie którego zostają zwarte klucze ZI. W czasie normalnej pracy faza ta trwa krótko, od 100 do 200 taktów zegara. Natomiast podczas przekroczenia zakresu ulega ona wydłużeniu do 6200 taktów. Po zakończeniu tej fazy kondensator C_{INT} zostaje całkowicie rozładowany i układ gotowy jest do nowego cyklu pomiarowego.

Pracą kluczy, oraz zliczaniem impulsów zegarowych steruje blok cyfrowy (rys. 3). Układ ICL 7135 posiada wyprowadzone sygnały logiczne pozwalające na sterowanie pracą układu w automatycznych systemach pomiarowych. Poniżej zostaną opisane funkcje realizowane przez poszczególne wyprowadzenia.

RUN/HOLD (nóżka 25)

Jeżeli na wejściu panuje stan wysoki, lub wejście jest niepodłączone, układ znajduje się w stanie pracy ciągłej. Jeden pełny cykl pomiarowy trwa 40.002 takty zegara. Jeżeli wejście zmieni swój stan na niski, aktualnie prowadzony pomiar zostaje zakończony i układ podtrzymuje wynik pomiaru na wyświetlaczu przez cały czas trwania niskiego stanu na wejściu RUN/HOLD.

Krótki dodatni impuls (min. 300 ns) wyzwała nowy, pojedynczy cykl pomiaru. W przypadku gdy impuls wyzwalający pomiar pojawi się w trakcie trwającego cyklu pomiarowego zostaje on zignorowany, a układ kontynuuje wcześniej rozpoczęty cykl. Informacją o zakończeniu całego cyklu pomiarowego jest pierwszy impuls strobowy (opisany niżej) który pojawi się po 101 taktach zegara od zakończenia pomiaru.



Rys. 3 Schemat blokowy części cyfrowej układu ICL 7135

STROBE (nóżka 26)

Na wyjściu tym pojawiają się ujemne impulsy (rys. 4b) pozwalające na sterowanie przesyłaniem danych w kodzie BCD z wyjść B1÷B4 do zewnętrznych układów np. systemu mikroprocesorowego. Czas trwania każdego z impulsów strobowych wynosi 1/2 taktu zegara.

Po zakończeniu każdego cyklu pomiarowego wysyłanych jest pięć impulsów strobowych. Każdy z impulsów pojawia się pośrodku dodatniego impulsu sterującego wyborem cyfr wyświetlacza (D5÷D1), pozwalając tym samym na wyeliminowanie zjawiska hazardu pomiędzy zmieniającym się kodem BCD i sygnałami wyboru cyfr D5÷D1. Po zakończeniu pomiaru wyjście D5 (MSD – najbardziej znaczący bit) zmienia swój stan na wysoki i pozostaje w nim przez 201 taktów zegara, po środku tego impulsu, po 101 taktach pojawia się pierwszy impuls strobowy. Następnie wyjście D4 zmienia swój stan na wysoki, na czas 200 taktów zegara i 100 taktów później pojawia się drugi impuls strobowy. Taka sekwencja powtarza się dla kolejnych cyfr, aż do czasu wystąpienia piątego, a zarazem ostatniego impulsu strobowego. Mimo, że wybieranie cyfr (D5÷D1) powtarzane jest dalej następne impulsy strobowe wysłane zostaną dopiero po zakończeniu następnego pomiaru.

BUSY (nóżka 21)

Sygnał ten przyjmuje stan wysoki (rys. 4a) w trakcie całkowania napięcia mierzonego i napięcia referencyjnego. Zmiana stanu z wysokiego na niski następuje w pierwszym takcie zegara po przejściu przez zero sygnału z integratora, lub po zakończeniu cyklu pomiarowego jeżeli w jego trakcie nastąpiło przekroczenie zakresu. W czasie zmiany stanu wyjścia BUSY z wysokiego na niski wynik pomiaru ładowany jest z licznika do wewnętrznych zatrząsk (LATCH) układu ICL 7135.

OVER-RANGE (nóżka 27)

Wyprowadzenie to jest ustawiane w stan wysoki (rys. 4a) kiedy sygnał wejściowy przekroczy zakres. W takiej sytuacji w fazie całkowania napięcia referencyjnego w

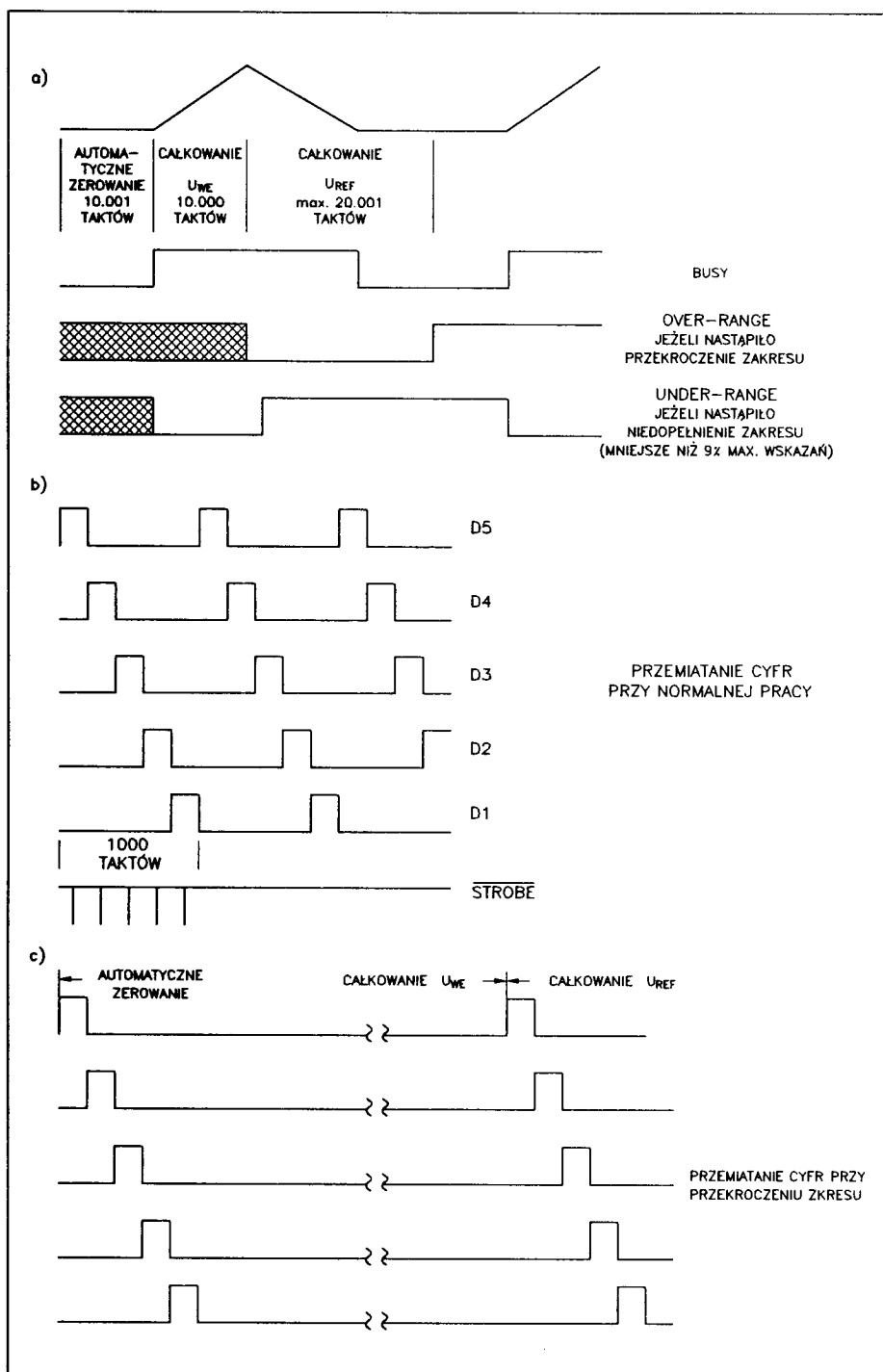
czasie 20.000 taktów zegara nie nastąpi rozładowanie kondensatora C_{INT} i powoduje to wystawienie wysokiego stanu na wyjściu OVER-RANGE. Stan wysoki na wyjściu OVER-RANGE pojawia się równocześnie z końcem sygnału BUSY. Powrót do stanu niskiego ma miejsce w następnym cyklu pomiarowym w momencie rozpoczęcia całkowania napięcia referencyjnego. Sygnał ten jest przydatny do automatycznego sterowania zmianą zakresów.

UNDER-RANGE (nóżka 28)

Stan na tym wyjściu zmienia się na wysoki (rys. 4a) w przypadku gdy wartość napięcia zmierzonego jest mniejsza od 9% zakresu. Wystawienie jedynki jest równocześnie z końcem sygnału BUSY, jeżeli odczyt był mniejszy niż 1800. Powrót wyjścia do stanu zerowego następuje w następnym cyklu pomiarowym w chwili rozpoczęcia całkowania napięcia mierzonego. Sygnał ten jest przydatny do automatycznego sterowania zmianą zakresów.

POLARITY (nóżka 23)

Wyprowadzenie to jest w stanie wysokim jeżeli napięcie mierzone ma polaryzację dodatnią (wyższy potencjał na wejściu IN HI). Nawet w przypadku wyświetlania wskazań +0,0000 sygnał ten może przyjmować stan wysoki, co świadczy o tym że napięcie wejściowe jest dodatnie, ale mniejsze niż wynosi rozdzielczość woltomierza. Zmiana wskazań na wyświetlaczu pomiędzy +0,0000 i -0,0000 przy zwartym wejściu świadczy o prawidłowej pracy układu automatycznego zerowania. Stan wyjścia zostaje ustawiony w momencie rozpoczęcia całkowania napięcia referencyjnego i nie ulega zmianie aż do następnego cyklu pomiarowego.



Rys. 4 Przebiegi na wyjściach układu ICL 7135

Sterowanie cyfr D5÷D1 (nóżki 12, 17, 18, 19, 20)

Na wyjściach D5÷D1 kolejno pojawiają się dodatnie impulsy (rys. 4c) o czasie trwania 200 taktów zegara każdy. Jako pierwszy wystawiany jest sygnał D5 odpowiadający najbardziej znaczącej cyfrze. Przemiatanie cyfr odbywa się cały czas pracy woltomierza (bez względu czy przeprowadza on pomiar, czy jest w stanie gotowości przy niskim sygnale RUN/HOLD). Tylko w przypadku przekroczenia zakresu po wysłaniu impulsów strobujących przemiatanie zostaje zatrzymane. Wznowienie przemiatania następuje w momencie rozpoczęcia całkowania napięcia referencyjnego w następnym cyklu pomiarowym. Wizualnie objawia się to migotaniem wyświetlacza w przypadku przekroczenia zakresu.

Wyjścia BCD B1÷B4 (nóżki 13, 14, 15, 16)

Na wyjściach tych pojawia się kod BCD odpowiadający cyfrze aktualnie sterowanej przez wyjście D5÷D1.

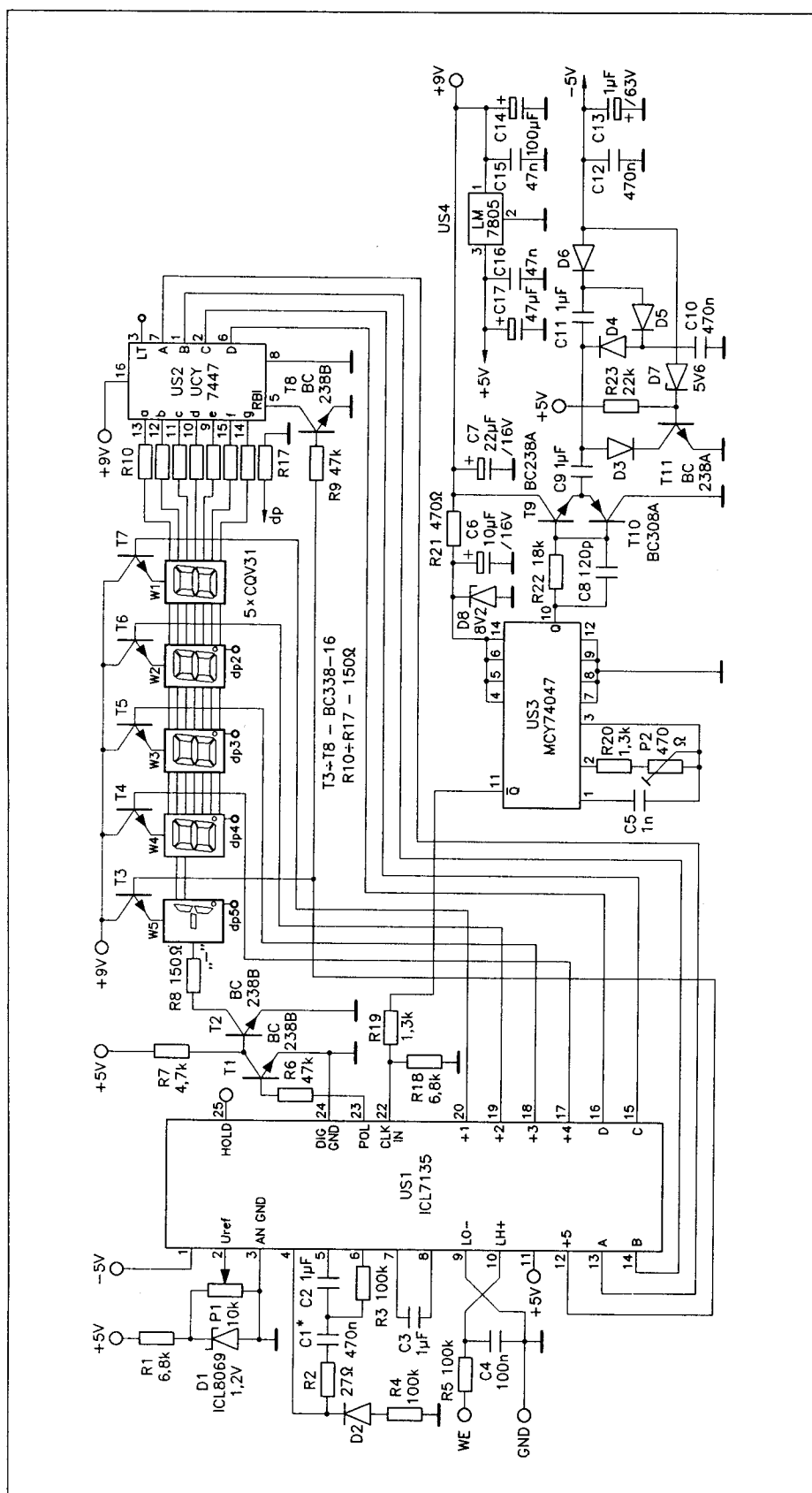
Opis układu

Opisywany woltomierz umożliwia pomiar napięcia stałego w zakresie $-2,0000$ do $+2,0000$ V. Dodając wzmacniacz i dodatkowe dzielniki można znacznie poszerzyć zakres pomiarowy układu. Układ US1 pracuje w typowej fabrycznej aplikacji. Dioda D1 stanowi wysokostabilne źródło napięcia referencyjnego, które może być regulowane potencjometrem P1. Należy wyraźnie zaznaczyć, że stabilność i szумы własne diody D1 rzutują na dokładność woltomierza.

Szeregowo z kondensatorem integratora C1 włączony jest rezystor R2, którego zadaniem jest kompensowanie opóźnienia wnoszonego przez wewnętrzny komparator. Natomiast dioda D2 wraz z rezystorem R4 kompensuje symetrię wskazań dla takich samych napięć o przeciwnej polaryzacji. Na wejściu układu umieszczono filtr dolnoprzepustowy R5, C4 eliminujący zakłócenia o częstotliwości sieci.

Sygnały z wyjść A, B, C, D doprowadzone zostały do dekodera MCY 7447 (US2). Zapalanie kolejnych cyfr wyświetlacza sterowane jest za pośrednictwem tranzystorów T3÷T7. Tranzystory T1 i T2 odpowiedzialne są za zapalanie znaku minus podczas pomiarów napięć ujemnych.

Do prawidłowej pracy układu wymagane jest doprowadzenie zewnętrznego sygnału zegarowego. Funkcję zegara spełnia układ MCY 74047 (US3). Częstotliwość zegara wynosi 100 kHz, co daje 2,5 pomiaru na sekundę.



Rys. 5 Schemat ideowy woltomierza 4 i 1/2 cyfry

Ponadto częstotliwość 100 kHz jest wielokrotnością częstotliwości sieci energetycznej 50 Hz i umożliwia minimalizację wpływu zakłóceń o tej częstotliwości na pomiar. Potencjometr P2 umożliwia precyzyjne ustawienie częstotliwości generatora na 100 kHz.

Układ ICL 7135 wymaga zasilania symetrycznym napięciem ± 5 V. Chcąc uprościć zasilanie w układzie zastosowano kondensatorową przetwornicę ze stabilizacją napięcia wyjściowego. Układ przetwornicy zostanie omówiony przy innej okazji.

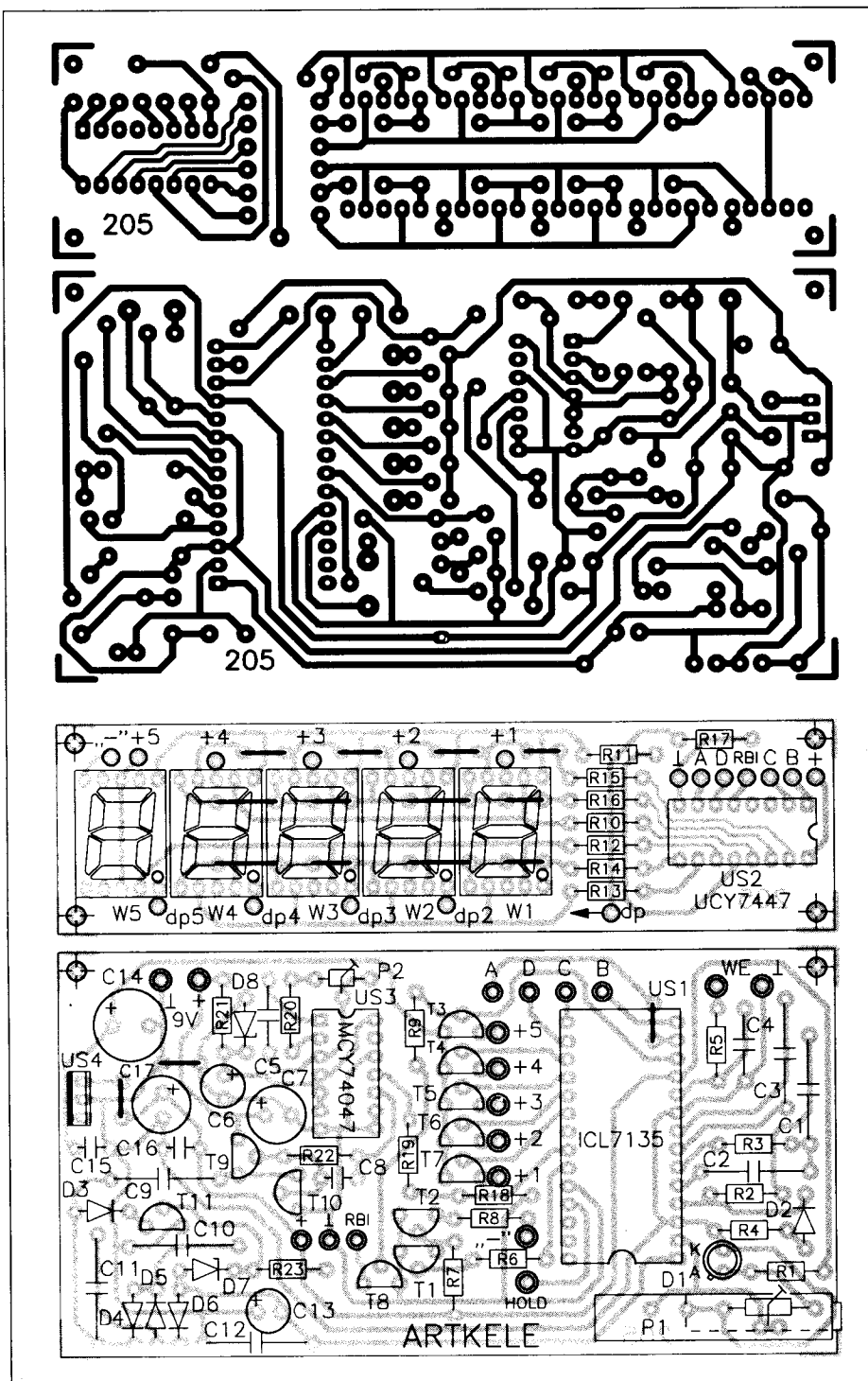
Montaż i uruchomienie

Płytkę drukowaną woltomierza należy rozciąć na dwie części. Na mniejszej zamontowano dekodery UCY 7447 i wyświetlacze. Dekoder UCY 7447 wyświetla niepełne cyfry 6 i 9. Niedogodność tą można usunąć montując dekodery nowszego typu SN 74246 lub SN 74247. Innym wyjściem z sytuacji jest zamontowanie po stronie druku dodatkowych elementów. Opis tego rozwiązania można znaleźć w artykule pt. "Usprawnienie dekodera 7447" PE 5/95.

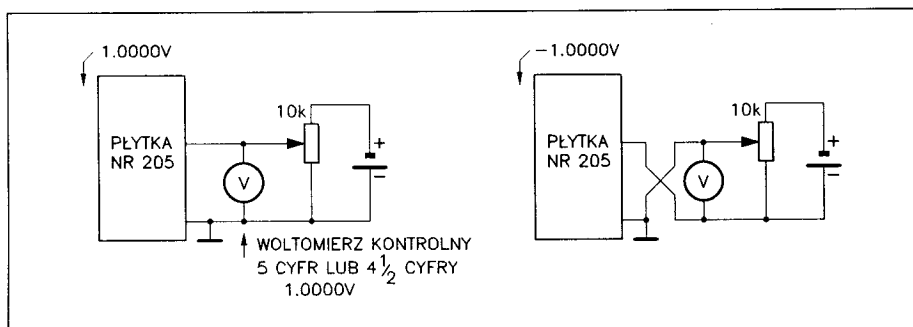
Płytkę drukowaną zaprojektowano do montażu wyświetlaczy ze wspólną anodą typu CQV 31, które posiadają wiele odpowiedników o identycznym rozkładzie wyprowadzeń i takich samych wymiarach. Segment "g" wyświetlacza W5 służy do wyświetlania znaku minus przy pomiarze napięcia ujemnego. Proponujemy zamalowanie czarnym lakierem końców znaku minus, tak aby nie stykał się on z segmentami "b" i "c" wyświetlacza.

Punkt "dp" łączy się odcinkiem przewodu z wyprowadzeniem wybranej kropki dziesiętnej. Dla podstawowego zakresu pomiarowego 2,0000 V będzie to punkt "dp5".

Prawidłowość pracy tego bloku można sprawdzić zasilając go napięciem +5 V, które doprowadza się także do punktów "+5", "+4", "+3", "+2", "+1". Zwarcie do masy wejścia LT (nóżka 3) dekodera UCY 7447 spowoduje zapalenie się wszystkich segmentów na wyświetlaczach.



Rys. 6 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów



Rys. 7 Schemat układu do kalibracji woltomierza

Połączenie wejścia "—" do masy powinno zapalać znak "—" na pierwszej cyfrze.

Przy montażu płytki z układem ICL 7135 należy zwrócić szczególną uwagę na staranność lutowania. Niedopuszczalne jest zabrudzenie płytki nadmierną ilością kalafonii. Wskazane jest aby po zakończeniu montażu płytkę umyć denaturatem lub rozpuszczalnikiem nitro (oczywiście po stronie druku). Zalecamy montowanie układu ICL 7135 w podstawce.

Dokładność woltomierza zależy w dużej mierze od jakości zastosowanych podzespołów. Dotyczy to w szczególności diody D1 potencjometru P1 i kondensatora C1, a także w mniejszym stopniu kondensatorów C2 i C3.

Dokładność wskazań zależy wprost od długoterminowej stałości napięcia referencyjnego, a także od współczynnika temperaturowego zastosowanej diody. Dla uzyskania założonej dokładności konieczne jest stosowanie specjalnej diody ICL 8069, o napięciu stabilizacji 1,2 V. Może ona zostać zastąpiona diodą BAP 811, lub BAP 811A, lecz dokładność wskazań ulegnie pogorszeniu. Drugim nie mniej ważnym elementem jest potencjometr 10-cio obrotowy P1. Układ otworów na płycie drukowanej umożliwia montaż potencjometrów różnych typów. Należy tylko upewnić się czy wyprowadzenie suwaka potencjometru połączone będzie z nóżką 2 układu ICL 7135. Zalecamy stosowanie potencjometrów dłuższych (długość ok. 32 mm), które są stabilniejsze w czasie. Stosując potencjometr krótki (długość ok. 19 mm) można z potencjometrem, od strony masy, połączyć szeregowy rezystor ok. 8,2 kΩ. Wtedy wartość potencjometru powinna wynosić 2,2 kΩ. Jeżeli zakres regulacji będzie zbyt mały wartość rezystora należy dobrać eksperymentalnie.

W woltomierzach całkujących istotną rolę odgrywa kondensator całkujący C1. Pojemność tego kondensatora nie musi być dokładna, gdyż w zupełności wystarczy tolerancja $\pm 10\%$. Istotną rolę odgrywa natomiast dielektryk który zastosowano w kondensatorze, od którego wymagana jest bardzo mała stratność (mała wartość $\text{tg}\delta$). Najlepiej do tego celu nadają się kondensatory z dielektrykiem polipropylenowym, lub nieco gorszym polistyrenowym (styroflexowym). W prototypie zastosowano miniaturowe kondensatory polipropylenowe produkcji zachodniej (na obudowie nie było nazwy firmy). Z kondensatorów produkcji polskiej można polecić 470 nF/160 V KMP-010 – kondensator z dielektrykiem polipropylenowym, lub minimalnie gorszy 400÷448 nF/63 V KSF-022 – kondensator z dielektrykiem polistyrenowym. Drugi z kondensatorów produkowany jest w tolerancjach 0,5÷5% dlatego też podajemy "dziwną" wartość pojemności (pojemność 448 nF jest największą produkowaną wartością dla tego typu kondensatora. Pojemność kondensatora C1 nie powinna być mniejsza od 400 nF. W zakresie 470÷400 nie zauważa się pogorszenia dokładności. Jako kondensatory C2 i C3 można z powodzeniem stosować popularne kondensatory poliestrowe typu MKSE. Powinny one jednak być fabrycznie nowe, a nie pochodzić z zapasów lub "wylutów".

Po zmontowaniu obie płytki łączy się dwunastoma przewodami. Po sprawdzeniu poprawności montażu można włączyć napięcie zasilające +9 V (na razie bez zamontowanego układu ICL 7135). Pierwszą czynnością jest sprawdzenie napięć zasilania dochodzących do układu US1 powinny one wynosić +5 V (nóżka 12 US1) i -5 V (nóżka 1 US1). Tolerancja napięć może wynosić $\pm 10\%$. Jeżeli nie ma napięcia -5 V należy sprawdzić, czy pracuje układ US3. Dla lepszego tłumienia zakłóceń 50 Hz spowodowanych częstotliwością sieci energetycznej częstotliwość generatora US3 reguluje się potencjometrem P2 na 100,000 kHz (nie jest to jednak niezbędne). Po tej kontroli można (przy wyłączonym napięciu zasilającym i rozładowanych kondensatorach C12 i C13) zamontować, lub włożyć w podstawkę układ ICL 7135.

Na wstępie sprawdza się poprawność automatycznego zerowania. W tym celu łączy się wejście napięcia mierzonego z masą. Na wyświetlaczu powinny zapalić się cyfry 0,0000, lub -0,0000. Następnie wejście IN HI (nóżka 10 US1) łączy się krótkim odcinkiem przewodu z wejściem U_{REF} (nóżka 2 US1), a rezystor R2 zwiera się. Wyświetlacz powinien wskazywać ,9998 ,9999 lub 1,0000. Jeżeli tak nie jest przyczyna tkwi w kondensatorze C1, w jego zbyt dużym $\text{tg}\delta$. Niestety w takiej sytuacji trzeba poszukać lepszego kondensatora.

Po rozłączeniu wejścia i rozwarciu rezystora R2 można przystąpić do kalibracji woltomierza. W tym celu należy zmontować układ przedstawiony na rysunku 7, stosując potencjometr dziesięcioobrotowy. Woltomierz kontrolny powinien mieć dokładność co najmniej 4 i 1/2 cyfry. Zastosowanie baterii daje gwarancje minimalizacji przydzwieku sieci. Potencjometrem ustawia się napięcie

1,0000 V mierzone woltomierzem kontrolnym. Następnie potencjometrem P1 na płytce drukowanej ustawia się wskazania woltomierza także na 1,0000 V. Po tej regulacji, nie zmieniając ustawienia potencjometru, ani woltomierza kontrolnego, zamienia polaryzację napięcia doprowadzonego do woltomierza. Wskazania w tym wypadku powinny wynosić -1,0000 V. Jeżeli tak nie jest odpowiedzialny za tą sytuację jest najprawdopodobniej kondensator C1.

Wykaz elementów

US1	- ICL 7135
US2	- UCY 7447 (SN 74246, SN 74247)
US3	- MCY 74047 (CD 4047)
US4	- LM 7805
T1, T2, T8	- BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T3÷T7	- BC 338-16 (BC 337-16)
T9, T11	- BC 238A lub dowolny npn $h_{21} \leq 100$
T10	- BC 308A lub dowolny pnp $h_{21} \leq 100$
D1	- ICL 8069 (patrz opis w tekście)
D2÷D6	- BAVP 17÷21 (1N4148)
D7	- BZP 683 C5V6 (BZX 79 na napięcie 5,6)
D8	- BZP 683 C8V2 (BZX 79 na napięcie 8,2)
R2	- 27 Ω /0,125 W
R8, R10÷R17	- 150 Ω /0,25 W
R21	- 470 Ω /0,25 W
R19, R20	- 1,3 k Ω /0,125 W
R7	- 4,7 k Ω /0,125 W
R1, R18	- 6,8 k Ω /0,125 W
R22	- 18 k Ω /0,125 W
R23	- 22 k Ω /0,125 W
R6, R9	- 47 k Ω /0,125 W
R3÷R5	- 100 k Ω /0,125 W
P1	- 10 k Ω CT 32 (CT 321, lub inny podobny, dziesięcioobrotowy np. Helitrim, Trimpot, Painton; opis w tekście)
P2	- 470 Ω TVP 1232
C8	- 120 pF KCPf
C5	- 1 nF/25 V KSF-020-ZM
C15, C16	- 47 nF KFP
C4	- 100 nF/100 V MKSE-018-02
C1*	- 470 nF/63 V (z dielektrykiem polipropylenowym, miniaturowy prod. zach., opis w tekście)
C10, C12	- 470 nF/100 V MKSE-018-02
C2, C3, C9, C11	- 1 μ F/100 V MKSE-018-02
C13	- 1 μ F/63 V 04/U
C6	- 10 μ F/16 V 04/U
C7	- 22 μ F/16 V 04/U
C6	- 47 μ F/16 V 04/U
C14	- 100 μ F/16 V 04/U
W1÷W5	- wyświetlacz ze wspólną anodą CQV 31, lub zamiennik o identycznych wyprowadzeniach

płytką drukowaną numer 205

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

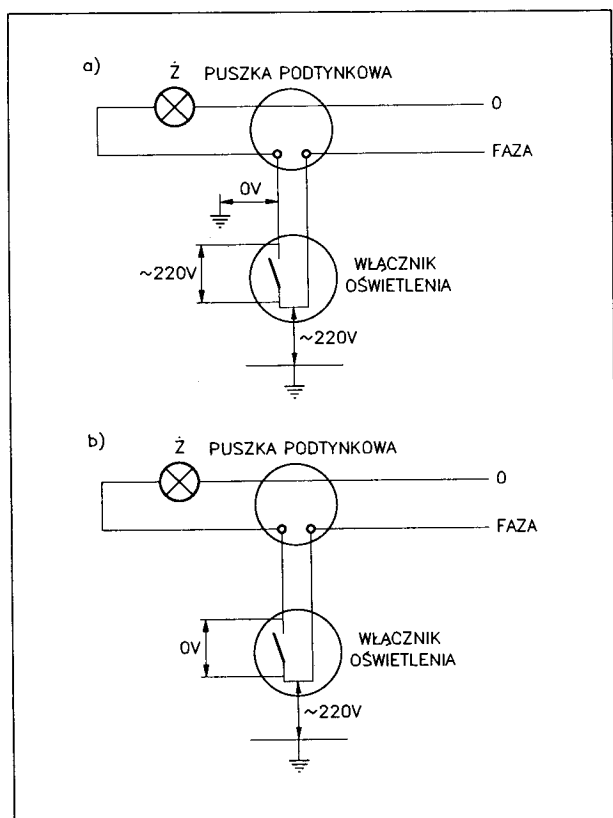
Cena: 3,17 zł (31.700 zł) + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Zdalne sterowanie oświetleniem w pokoju

W sklepach ze sprzętem oświetleniowym można kupić włączniki oświetlenia sterowane pilotem. Postanowiliśmy zaproponować Czytelnikom nasze własne rozwiązanie takiego wyłącznika. O wygodzie wynikającej z zastosowania takiego układu nie trzeba nikogo przekonywać. Urządzenie to jest zasilane bezpośrednio z sieci 220 V, dlatego też nie polecamy budowy tego układu początkującym elektronikom.

Idea układu włącznika sterowanego dowolnym pilotem nie jest prosta. Podczas projektowania i sprawdzania układu wystąpiło wiele trudności, których pokonanie wymagało zastosowania ciekawych rozwiązań układowych.



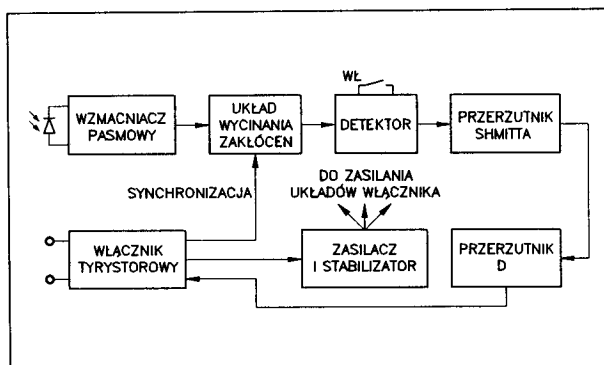
Rys. 1 Schemat ideowy domowej instalacji oświetleniowej

Podstawowe założenia zdalnie sterowanego włącznika oświetlenia dotyczą zasilania układu elektronicznego. Schemat typowej instalacji oświetleniowej zamieszczono na rysunku 1. Włacznik umieszczony w puszcze odcina fazę zasilania, tak że w pozycji rozwartej na do żarówki nie jest doprowadzane napięcie. W takiej sytuacji (rys. 1a) pomiędzy stykami wyłącznika występuje napięcie zmienne 220 V, gdyż jeden z przewodów połączony jest z zerem sieci przez rezystancję żarówki. W czasie kiedy żarówka jest zapalona (rys. 1b) napięcie na zwartych stykach wyłącznika jest równe zeru mimo,

że względem "ziemi" są one na potencjale 220 V. W układzie w miejsce włącznika mechanicznego zastosowano tyrystor, który może być sterowany elektronicznie. Urządzenie posiada dwa zaciski wejściowe do których łączy się przewody wyprowadzone w puszcze konwencjonalnego włącznika.

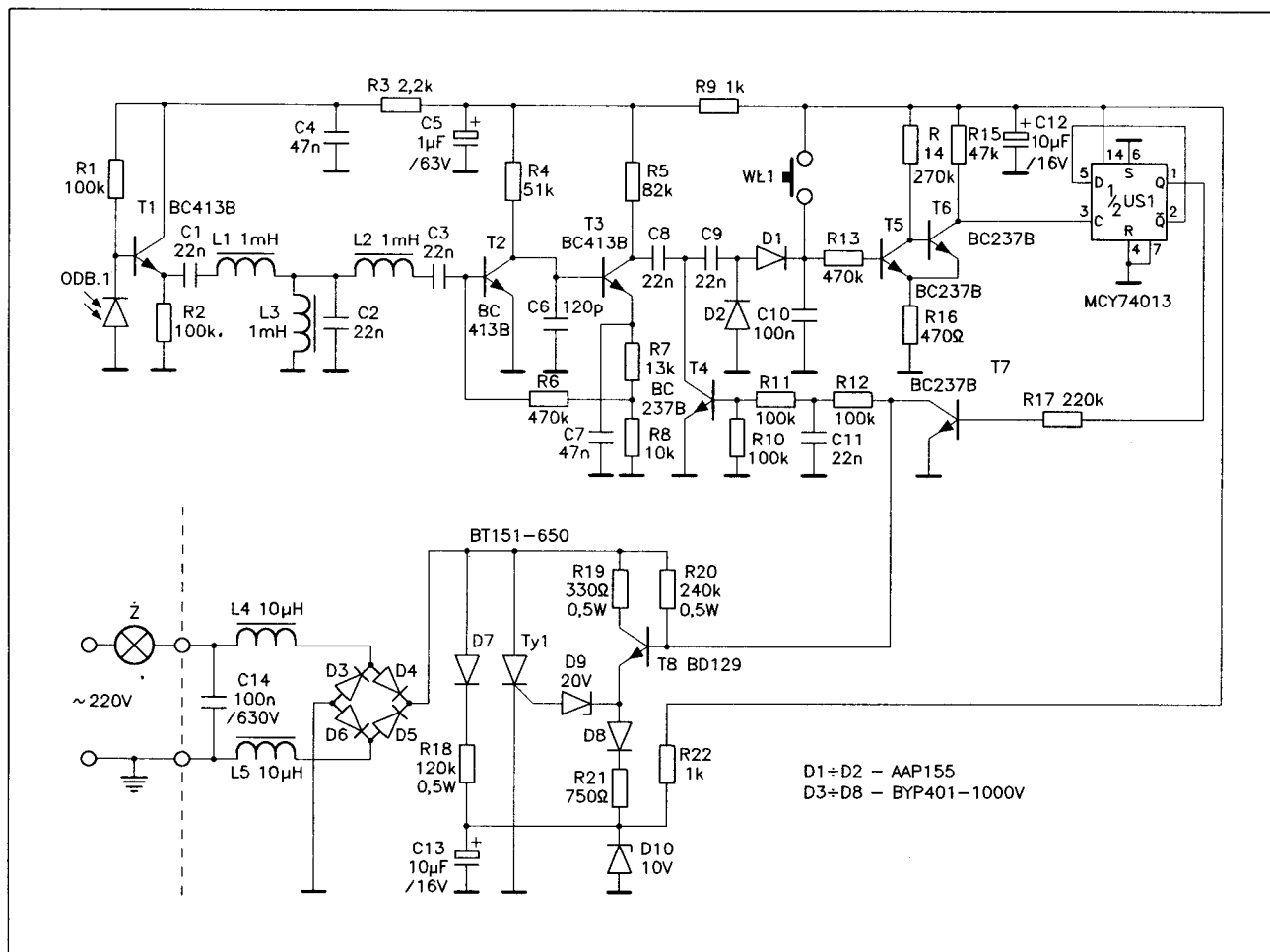
Opis układu

Na rysunku 2 zamieszczono schemat blokowy urządzenia. Promieniowanie podczerwone pochodzące z pilota odbierane jest przez diodę pracującą w podczerwieni. Sygnał z diody podlega wzmocnieniu we wzmacniaczu pasmowym i zostaje skierowany do układu wycinania zakłóceń, skąd trafia do detektora. Następnie po przejściu przez przerzutnika Schmitta sygnał zmienia stan przerzutnika D. Stan przerzutnika można także zmienić monostabilnym włącznikiem. Z wyjścia przerzutnika sterowany jest układ włącznik tyrystorowy. Z włącznika pochodzą impulsy sterujące pracą układu wycinania zakłóceń. Układ zasilany jest przez zasilacz stabilizowany do którego napięcie doprowadzono w włącznik tyrystorowy.



Rys. 2 Schemat blokowy zdalnie sterowanego włącznika oświetlenia

Jak już wcześniej wspomniano istotny problem stanowi zasilanie układu. Zamknięta puszka podtynkowa uniemożliwia stosowanie rozwiązań przy których traci się dużą moc, gdyż cały układ będzie nagrzewał się do dużej temperatury. W czasie kiedy światło jest zgaszone pomiędzy wejściami układu panuje napięcie 220 V (wartość skuteczna). Zatem pobór prądu przez całe urządzenie musi być jak najmniejszy. Jeżeli przy napięciu 220 V układ będzie pobierał 2 mA, to moc tracona wyniesie 440 mW, co jest wielkością do przyjęcia. Jednakże w momencie zapalenia światła pojawia się problem braku różnicy napięć pomiędzy dwoma zaciskami układu. Mankament ten wyeliminowano przez wprowadzenie niewielkiego opóźnienia w włączaniu tyrystora, tak że amplituda napięcia na nim wynosi ok. 40÷50 V. Nie powoduje to zauważalnego spadku jasności świecenia żarówki.



Rys. 3 Schemat ideowy zdalnie sterowanego włącznika oświetlenia

Schemat ideowy układu przedstawiono na rysunku 3. Napięcie doprowadzone do zacisków układu doprowadzone jest do układu eliminacji zakłóceń w skład którego wchodzi dławiki L4 i L5 wraz z kondensatorem C14. Układ przeciwzakłóceńowy jest niezbędny z uwagi na opóźnione włączanie tyrystora. Niewielkie wartości indukcyjności dławików wynikają z małego kąta włączania tyrystora wynoszącego ok. 8° . Następnie napięcie podlega prostowaniu w układzie prostownika pełnookresowego D3÷D6. Dodatnie połówki napięcia zostają doprowadzone do anody tyrystora. Włączenie tyrystora powoduje zwarcie przekątnej mostka prostowniczego i przepływ prądu przez obciążenie którym jest żarówka.

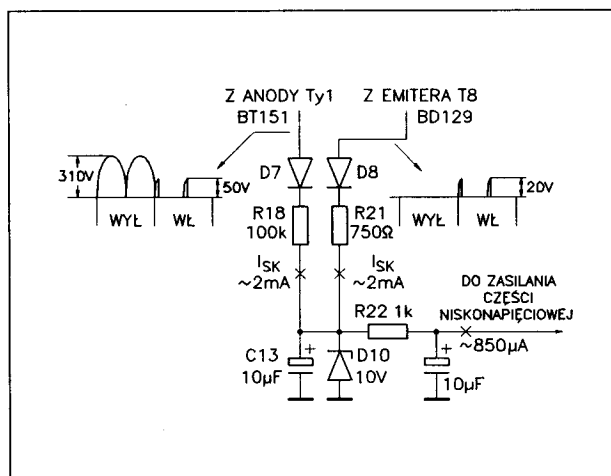
Dla analizy działania układu włączania tyrystora założymy, że baza tranzystora T8 jest połączona tylko z rezystorem R20. W momencie przejścia napięcia sieci przez zero tyrystor zostaje wyłączony. Narastające napięcie na anodzie tyrystora po przekroczeniu wartości ok. 12 V powoduje przepływ prądu przez rezystor R20, złącze baza-emiter tranzystora T8, diodę D8, rezystor R21 i diodę zenera D10. Odetkany tranzystor T8 zaczyna przewodzić prąd w obwodzie kolektorowym. Jednakże napięcie na emiterze tego tranzystora jest jeszcze zbyt małe aby popłynął prąd przez diodę zenera D9 i obwód bramki tyrystora. Dalszy wzrost napięcia powo-

duje, że po przekroczeniu napięcia ok. 40 V na anodzie tyrystora napięcie na emiterze T8 osiąga wartość ok. 21 V, co powoduje przepływ prądu przez diodę D9 i bramkę tyrystora. Tyrystor zostaje włączony, a napięcie na jego anodzie gwałtownie spada do zera względem masy układu. W wyniku tego tranzystor T8 zostaje ponownie zatkany. Tyrystor przewodzi jednak w dalszym ciągu i zostaje wyłączony dopiero w momencie powtórzonego przejścia napięcia sieci przez zero (rys. 5).

Należy tu zwrócić uwagę na maksymalną wartość napięcia które występuje na bazie tranzystora T8, wynosi ona ok. 22 V. Zwierając bazę tranzystora T8 z masą, nie dopuści się do przepływu prądu przez tranzystor i obwód bramkowy tyrystora, który pozostanie wtedy wyłączony. Do zwarcia bazy T8 z masą można zatem zastosować niskonapięciowy tranzystor małej mocy T7. Natomiast tranzystor T8 powinien wytrzymywać napięcie kolektor-emiter o wartości co najmniej 310 V.

Odrębnego wyjaśnienia wymaga przebieg napięcia na bramce tyrystora (rys. 5). Wzrost napięcia na bramce w czasie przewodzenia tyrystora wynika ze spadku napięcia na rezystancji wewnętrznej tyrystora. Tym niemniej prąd bramki ma kształt krótkiego impulsu, który przypada w końcowej części niższego fragmentu przebiegu napięcia na bramce.

Zastosowanie tyrystora podyktowane było większą czułością wyzwalania niż ma to miejsce w przypadku triaków, a także koniecznością pełnookresowego prostowania napięcia zasilającego układy wzmacniacza i przetrutnika. Nic nie stoi jednak na przeszkodzie w zastosowaniu triaka, pod warunkiem, że do anody A2 będzie doprowadzane napięcie dodatnie, gdyż przy zastosowanej konfiguracji sterowania triak będzie miał największą czułość wyzwalania.



Rys. 4 Schemat ilustrujący zasadę zasilania układu elektronicznego

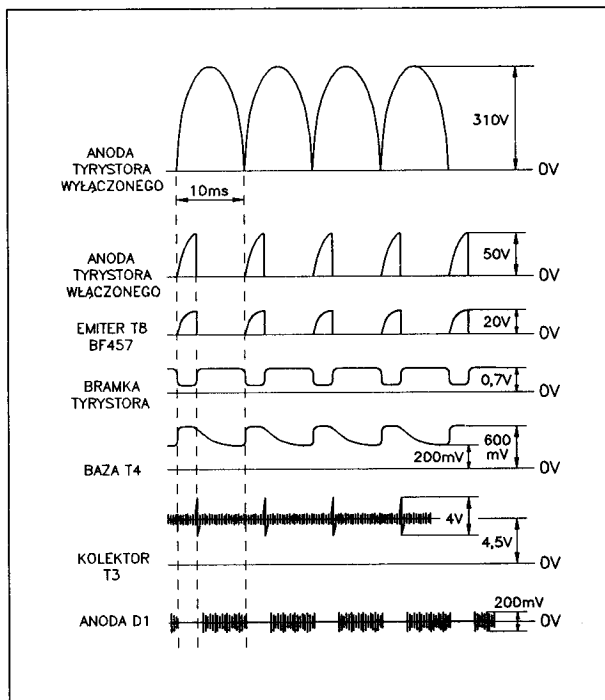
Przy takim rozwiązaniu układu wyzwalania tyrystora możliwe jest odrębne zasilanie układu dla tyrystora włączonego i wyłączzonego (rys. 4). W czasie kiedy tyrystor jest wyłączony prąd zasilający układ przepływa przez rezystor R18 o wartości 120 k Ω i ładuje kondensator C13. Dioda Zenera D10 stabilizuje napięcie na kondensatorze na poziomie +10 V. Wartość skuteczna prądu wynosi ok. 2 mA, a moc tracona w rezystorze ok. 380 mW. W tym czasie tranzystor T8 jest zablokowany i przez rezystor R21 nie płynie prąd.

W czasie kiedy tyrystor jest włączony przebieg napięcia na jego anodzie ma kształt krótkich impulsów o amplitudzie ok. 50 V. Amplituda i czas trwania impulsu są zbyt małe, aby przy wartości rezystora R18 dostarczyć prąd niezbędny do zasilania pozostałych układów elektronicznych włącznika. Dlatego też w zasilaczu zastosowano drugi rezystor R21 o wartości 750 Ω , który pozwala naładować kondensator C13 do napięcia 10 V.

Diody D7 i D8 zapobiegają rozładowywaniu się kondensatora podczas przechodzenia napięcia sieci przez zero. Tak skonstruowany zasilacz pozwala na pobór prądu o wartości ok. 1,1 mA, co w zupełności wystarcza do zasilania układów elektronicznych, które pobierają ok. 850 μ A, dzięki temu że zaprojektowano je pod kątem minimalizacji poboru prądu.

Promieniowanie podczerwone wysyłane przez pilota odbierane jest przez odbiornik ODB1. Sygnał z odbiornika za pośrednictwem wtórnika emiterowego doprowadzany jest do filtra pasmowego L1÷L3, C1÷C3. Częstotliwość środkowa filtra wynosi ok. 35 kHz, a pasmo

30 kHz. Gwarantuje to odbiór sygnałów z praktycznie wszystkich pilotów. Zastosowanie filtra pasmowego okazało się niezbędne z uwagi na dużą czułość wzmacniacza i duży poziom zakłóceń wprowadzanych przez blisko umieszczony tyrystor. konieczne jest także wyeliminowanie zakłóceń wprowadzanych przez sieć energetyczną.



Rys. 5 Przebiegi napięć w układzie

Wzmacniacz zbudowano na dwóch niskoszumnych tranzystorach T2 i T3. Tranzystor T2 pracuje z prądem kolektora ok. 150 μ A, a drugi z prądem ok. 50 μ A. Takie założenia pozwoliły osiągnąć kompromis pomiędzy wzmocnieniem, poborem prądu, i szumami własnymi układu. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza kształtowana jest przez kondensator C6 dla wysokich częstotliwości i przez kondensator C7 dla dolnej części pasma. Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wynosi ok. 80 dB i jest wystarczające do odbioru bezpośrednich sygnałów z pilota przy odległości do ok. 5÷6 m. Zbyt duża czułość układu nie jest pożądana, gdyż włącznik może zmieniać swój stan w sposób niekontrolowany podczas sterowania pilotem telewizora, lub magnetowidu. Dlatego też układ reaguje tylko na promieniowanie docierające z pilota bezpośrednio, fale odbite od ścian, czy mebli mają zbyt małą energię by spowodować zadziałanie wyłącznika.

Pomimo zastosowania filtra pasmowego na wejściu układu i ukształtowaniu charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza nie można pozbyć się wszystkich zakłóceń wprowadzanych przez włączony tyrystor Ty1. Wynika to z tego, że część widma zakłóceń leży w paśmie przenoszenia filtra i wzmacniacza. Zakłócenia te są zgrupowane wokół punktu włączania tyrystora (rys. 5 – kolektor T3). Jediną możliwością eliminacji

tych zakłóceń okazało się wycinanie ich z przebiegu. W tym celu na wyjściu wzmacniacza umieszczono klucz tranzystorowy T4, włączany synchronicznie napięciem z bazy tranzystora T8. Układ całkujący R12, C11 przedłuża czas włączenia T4 o ok. 2 ms po włączeniu się tyrystora Ty1. pozwala to wyeliminować wszystkie zakłócenia (rys. 5 – Anoda D1). Kondensatory C8 i C9 powodują, że wycinana jest tylko składowa zmienna, a punkt pracy tranzystora T3 nie ulega zmianie.

Sygnal pozbawiony zakłóceń doprowadzony zostaje do detektora D1, D2, C10. W detektorze zastosowano diody germanowe o mniejszym niż w przypadku diod krzemowych napięciu progowym. Jeżeli układ będzie wykorzystywany w małym pomieszczeniu, gdzie nie jest wymagana duża czułość wzmacniacza, w detektorze można zastosować diody krzemowe np. BAVP 17.

Kondensator C10 wraz z rezystancją wyjściową wzmacniacza określają stałą czasową detektora. Jest ona stosunkowo duża, co podyktowane jest bardzo różnymi standardami wysyłania impulsów przez piloty. W związku z dużą stałą czasową detektora narost napięcia na kondensatorze C10 jest zbyt wolny dla poprawnej pracy przerzutnika D (US1). Wymusiło to wprowadzenie do układu przerzutnika Schmitta, zbudowanego z tranzystorów T5 i T6. Jest to najbardziej uproszczona wersja przerzutnika z histerezą, pozwalająca uzyskać szerokość pętli histerezy na poziomie ok. 80 mV. W stanie spoczynkowym tranzystor T5 jest zablokowany, a T6 znajduje się w stanie nasycenia. Prąd kolektora T6 powoduje powstanie spadku napięcia o wartości ok. 0,1 V na rezystorze emiterowym R16. Jeżeli napięcie na kondensatorze C10 osiągnie wartość ok. 0,7 V tranzystor T5 zostajeysterowany, co pociąga za sobą zablokowanie tranzystora T6. Z uwagi na to, że wartość rezystora R14 jest większa od wartości R15, napięcie na rezystorze emiterowym R16 spada do wartości ok. 20 mV, przyspieszając proces przełączania się tranzystorów.

Ponowna zmiana stanu przerzutnika jest możliwa dopiero przy spadku napięcia na kondensatorze C10 do wartości ok. 0,6 V, kiedy to zaczyna zatykać się tranzystor T5, a T6 wchodzi ponownie w nasycenie. Napięcie na rezystorze emiterowym R14 zaczyna narastać przyspieszając proces przerzutu.

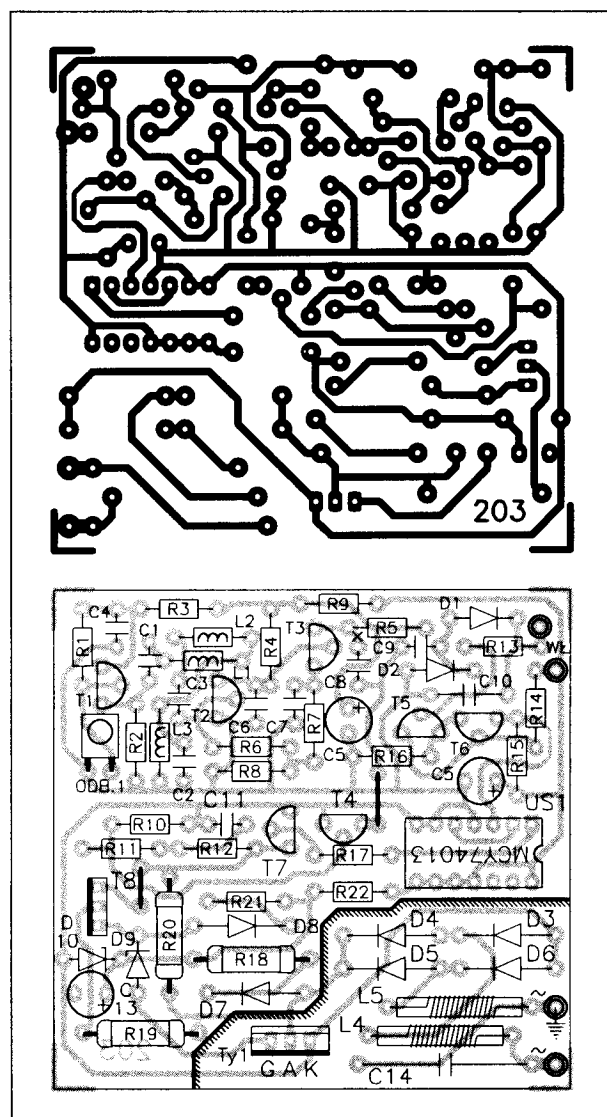
Z wyjścia przerzutnika Schmitta sygnał doprowadzony jest do przerzutnika D (US1) pracującego w układzie dzielnika przez dwa. Z wyjścia Q tego przerzutnika sterowany jest tranzystor T7 zwierający bazę tranzystora T8 do masy i wyłączający tyrystor.

Włącznik monostabilny Wł1 umożliwia ręczną zmianę stanu przerzutnika D, czyli "zwykłe" zapalenie lub gaszenie światła.

Montaż i uruchomienie

Układ zasilany jest bezpośrednio z sieci energetycznej i na wszystkich elementach, włącznie z masą układu panuje napięcie sieci, dlatego też podczas uruchamiania urządzenia należy zachować szczególną ostrożność.

Prosimy wszystkich Czytelników o ścisłe przestrzeganie procedury uruchamiania układu.

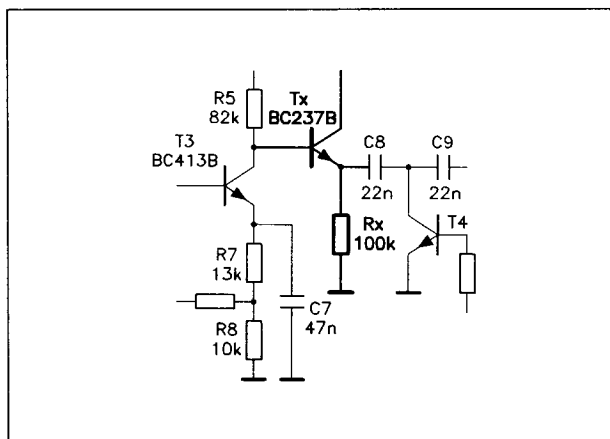


Rys. 6 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Na płytce drukowanej należy zamontować wszystkie elementy za wyjątkiem rezystora R22. Z zasilacza laboratoryjnego do układu podłącza się zasilanie +10 V. Plus zasilania łączy się z 14 nóżką układu US1, a minus z masą układu. Prąd pobierany z zasilacza powinien wynosić ok. $850 \mu A \pm 10\%$. Następnie można skontrolować pracę wzmacniacza, detektora i przerzutnika. W tym celu do wyjścia Q przerzutnika dołącza się woltomierz. Wciśnięcie dowolnego klawisza w pilocie skierowanym na odbiornik podczerwieni powinno zmieniać stan logiczny na wyjściu Q przerzutnika. Taki sam efekt można osiągnąć naciskając włącznik Wł1. Jeżeli urządzenie działa poprawnie należy przeprowadzić próby przy dużej odległości (takiej jak w warunkach roboczych). Warto zwrócić uwagę, czy urządzenie nie reaguje na promieniowanie odbite, w czasie nadawania rozkazów do telewizora, magnetowidu itp.

Jak już wspomniano germanowe diody D2 i D1 mogą zostać zastąpione krzemowymi, ale wiąże się z tym pogorszenie czułości. Dodatkowo podczas stosowania diod krzemowych, ze względu na ich dużą rezystancję w kierunku zaporowym, konieczne jest zamontowanie równolegle do kondensatora C10 rezystora o wartości $220\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$.

Jeżeli czułość układu odbiorczego okaże zbyt mała, można ją zwiększyć stosując dodatkowy wtórnik emiterowy (rys. 7). W podstawowym układzie na wypadkowe wzmocnienie wzmacniacza T2, T3 ma wpływ rezystancja dynamiczna detektora. Wtrącenie wtórника emiterowego pomiędzy wyjście wzmacniacza, a detektor zmniejsza obciążenie tego pierwszego i powoduje wzrost wzmocnienia o ok. $8\div 10\text{ dB}$. Tranzystor Tx i rezystor Rx montuje się po stronie druku, po wykonaniu odpowiedniego przecięcia ścieżki łączącej kolektor T3 i rezystor R5 z kondensatorem C8. Miejsce przecięcia ścieżki zaznaczono po stronie elementów krzyżykiem.



Rys. 7 Fragment schematu ideowego z zamontowanym dodatkowym wtórnikiem emiterowym

Poniżej zamieszczamy wykaz napięć w najważniejszych punktach układu. Zmierzone wartości mogą się różnić od podanych o ok. $10\div 15\%$.

– Emiter T1	– 9,0 V
– Kolektor T2	– 2,3 V
– Emiter T3	– 1,6 V
– Kolektor T3	– 4,4 V
– Emiter Tx	– 3,8 V
– Emiter T5	– 0,1 V
– Kolektor T5	– 0,9 V
– Kolektor T6	– 0,3 V

Po sprawdzeniu wzmacniacza, detektora i przertzutnika w dalszym ciągu nie montujemy rezystora R22. Pomiedzy katodę i anodę diody D10 włączamy wolto-
mierz napięcia stałego, a pomiędzy bazę tranzystora T8 i masę włączamy pomocniczy, bistabilny przełącznik (o wytrzymałości napięciowej min 400 V. do układu podłączamy żarówkę, tak jak pokazano to na schemacie ideowym (rys. 3) i po sprawdzeniu poprawności montażu włączamy napięcie zmienne 220 V. Po włączeniu

napięcia, pod żadnym pozorem nie wolno dotykać elementów układu, gdyż znajdują się one pod pełnym napięciem sieci.

Przy zwartym przełączniku pomocniczym żarówka powinna być zgaszona, a przy rozwartym zapalona. Napięcie stałe na diodzie D10 powinno wynosić ok. 10 V zarówno dla zapalanej jak i zgaszonej żarówki. Napięcie to może się nieznacznie różnić (o ok. 10%) dla obu stanów pracy włącznika. Jeżeli układ zachowuje się tak jak to opisano powyżej wyłączamy napięcie zasilające i montujemy rezystor R22. Po ponownym włączeniu napięcia układ powinien pracować poprawnie.

Wymiary płytki drukowanej pozwalają na zamontowanie jej w obudowie włącznika oświetlenia. Wymaga to jednak pewnego nakładu pracy. W obudowie należy wywiercić otwór pod diodę odbiorczą podczerwieni ODB1 i wyłącznik Wł1. Wyłącznik powinien zapewniać wytrzymałość napięciową min 400 V pomiędzy stykami, a przyciskiem. Tyristor Ty1 i tranzystor T8 nie wymagają stosowania radiatora.

Nie polecamy przeprowadzania oscyloskopowych pomiarów przebiegów w układzie, gdyż może to doprowadzić do uszkodzenia oscyloskopu, lub porażenia osoby przeprowadzającej pomiar. Obudowa (najczęściej metalowa) oscyloskopu połączona jest bowiem z "ziemią" przez kołek zerujący wtyczki. Natomiast elementy układu znajdują się pod napięciem sieci. Jeżeli zajdzie konieczność przeprowadzenia pomiarów oscyloskopowych można je wykonać pod warunkiem, że układ włącznika zasilany jest napięciem 220 V za pośrednictwem transformatora bezpieczeństwa 220/220 V.

Bezpośredni pomiar oscyloskopowy niektórych przebiegów we wzmacniaczu i detektorze możliwy jest tylko w fazie uruchamiania układu zasilanego z zasilacza laboratoryjnego (pierwsza faza uruchamiania).

Wykaz elementów

US1	– MCY 74047 (CD 4047)
T1÷T3	– BC 413B (BC 239B)
T4÷T7	– BC 237B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T8	– BD 129 (napięcie $U_{CE0} \geq 350\text{ V}$)
Tx	– BC 237B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$ patrz opis w tekście
Ty1	– BT 151-650 (7,5 A/650 V)
D1, D2	– AAP 155 lub dowolna germanowa
D3÷D8	– BYP 401-1000 (1N4007)
D9	– BZP 683 C20 (BZX 79 na napięcie 20 V)
D10	– BZP 683 C10 (BZX 79 na napięcie 10 V)
ODB1	–
R19	– $330\ \Omega/0,5\text{ W}$
R16	– $470\ \Omega/0,125\text{ W}$
R21	– $750\ \Omega/0,125\text{ W}$
R9, R22	– $1\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R3	– $2,2\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R8	– $10\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R7	– $13\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R15	– $47\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R4	– $51\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$
R5	– $82\text{ k}\Omega/0,125\text{ W}$

R1, R2, R10÷R12	– 100 k Ω /0,125 W
R _x	– 100 k Ω /0,125 W
R18	– 120 k Ω /0,5 W
R17	– 220 k Ω /0,125 W
R20	– 240 k Ω /0,5 W
R14	– 270 k Ω /0,125 W
R6, R13	– 470 k Ω /0,125 W
C6	– 120 pF/25 V KCPf
C1÷C3, C8, C9, C11	– 22 nF/32 V KFP
C4, C7	– 47 nF/32 V KFP
C10	– 100 nF/100 V MKSE-018-02
C14	– 100 nF/630 V MKSE-018-02

C5	– 1 μ F/63 V 04/U
C12, C13	– 10 μ F/16 V 04/U
L1÷L3	– 1 mH dławik miniaturowy
L4, L5	– 10 μ H typ DR 10/1,5
Wł1	– włącznik monostabilny

płytką drukowaną numer 203

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,50 zł (15.000 zł) + koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Przystawka "FUZZ" – "WAH-WAH"

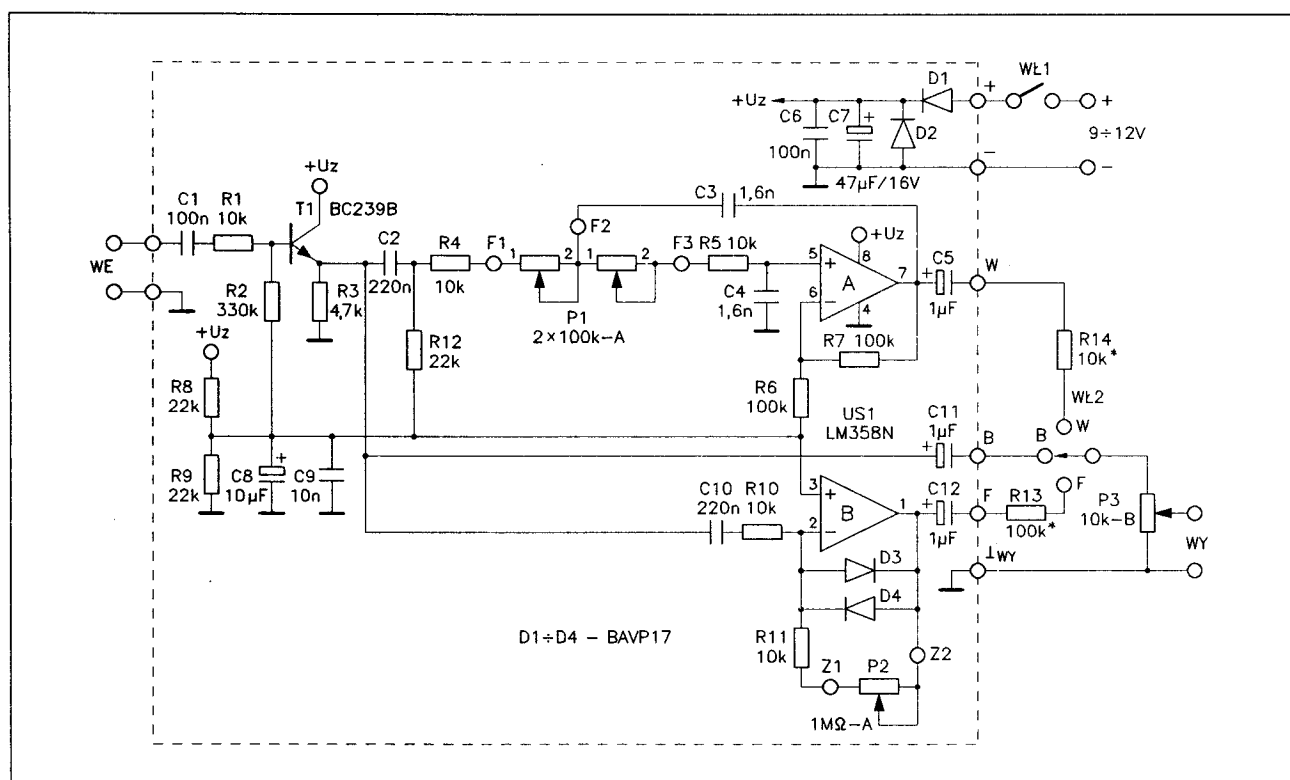
Opisujemy schemat i budowę przystawki modyfikującej sygnał z gitary elektrycznej. Układ przystawki umożliwia uzyskanie efektów "Fuzz" lub "Wah-wah" ("Whoo-whoo"). Zastosowanie przełącznika trójpozycyjnego umożliwi wybór rodzaju efektu, lub wyłączenie efektu.

Opis układu

Ogólna charakterystyka układów formujących sygnał gitarowy została przedstawiona w poprzednim numerze PE wraz z opisem układu "fazera". W tym numerze prezentujemy układ umożliwiający uzyskanie dwóch kolejnych efektów. Możliwe jest jego wykonanie tylko dla uzyskania jednego z efektów, lub nawet połączenie

obu razem. Schemat ideowy przystawki jest przedstawiony na rys. 1.

Sygnał elektryczny z przetwornika gitary podawany jest przez kondensator C1 i rezystor R1 do bazy tranzystora T1. Tranzystor ten pracuje jako wtórnik emiterowy zapewniając małą rezystancję wyjściową wymaganą do poprawnej pracy filtra dolnoprzepustowego zrealizowanego na części A układu scalonego US1. Jego dodatkowym zadaniem jest zabezpieczenie wejść wzmacniaczy operacyjnych. Z wyjścia wtórника sygnał rozdzielany jest na trzy tory. Pierwszy z nich przez kondensator C2 prowadzi sygnał na wejście regulowanego filtra dolnoprzepustowego realizującego efekt "Wah-wah".



Rys. 1 Schemat ideowy przystawki

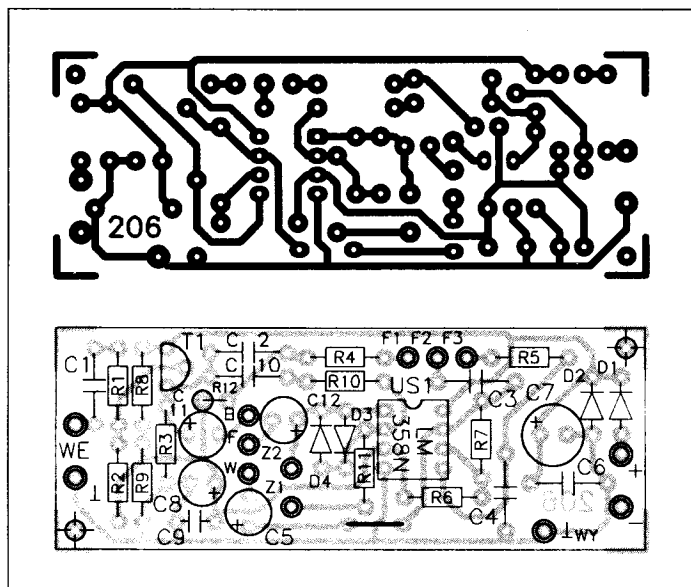
Drugi przez kondensator C10 podaje sygnał na wejście wzmacniacza ograniczającego (US1B) realizującego efekt "Fuzz". Trzeci tor przez kondensator C11 podaje sygnał na wyjście przystawki umożliwiając za pomocą przełącznika wyłączenie obu efektów i bezpośrednie przekazywanie sygnału wejściowego na wyjście układu.

Układ "Wah-wah" zrealizowano jako dolnoprzepustowy filtr aktywny RC drugiego rzędu o regulowanej częstotliwości granicznej. O częstotliwości granicznej filtru decydują elementy RC załączone między wyjściem wzmacniacza operacyjnego (7 nóżka US1A) a wejściem nieodwracającym (5 nóżka US1A) i wejściem filtru. Do elementów tych należą: R4, P1, R5, C3, C4. Regulację częstotliwości uzyskuje się za pomocą potencjometru podwójnego (stereofonicznego) P1. Wyprowadzenia potencjometrów należy połączyć tak aby zmiana położenia suwaka powodowała jednoczesną zmianę ich rezystancji w tym samym kierunku (wzrost, lub zmniejszanie). Aktualnie podane wartości elementów zapewniają uzyskanie częstotliwości granicznej 10 kHz przy potencjometrze ustawionym na minimalną rezystancję i 1 kHz przy potencjometrze ustawionym na maksymalną rezystancję. Stromość zboczy filtru wynosi -12 dB/oktawę (podwojenie częstotliwości), lub -40 dB na dekadę (dziesięciokrotna zmiana częstotliwości). Regulując suwakiem potencjometru w trakcie gry na instrumencie (przy pomocy pedału) uzyskuje się zmianę zawartości wysokich częstotliwości w sygnale wyjściowym filtru przypominające falowanie dźwięku. Rezystory R6 i R7 ustalają wzmocnienie wzmacniacza filtru, którego wielkość wpływa na kształt charakterystyki w pobliżu częstotliwości granicznej i wielkość sygnału wyjściowego. Wartości tych elementów podane na schemacie zapewniają wzmocnienie 2 V/V.

Effekt "Fuzz" uzyskuje się przez ograniczenie sygnału we wzmacniaczu ograniczającym US1B. Układ

ten pracuje jako wzmacniacz odwracający fazę, w którego obwodzie sprzężenia zwrotnego załączono dwie skierowane w przeciwnych kierunkach diody półprzewodnikowe krzemowe. Przy bardzo małym sygnale wejściowym wzmocnienie wzmacniacza określone jest stosunkiem sumy rezystancji potencjometru P2 i rezystora R11, do rezystancji rezystora R10. Przez zmianę rezystancji potencjometru P2 może być zmieniane w zakresie od 1 do 100 V/V. Przekroczenie przez sygnał wyjściowy progowego napięcia przewodzenia diody powoduje znaczne zmniejszenie wzmocnienia wskutek małej rezystancji dynamicznej diody w kierunku przewodzenia. Napięcie wyjściowe wzmacniacza zostaje ograniczone na poziomie $0,6 \div 0,7$ V dla obojdwóch kierunków zmiennego napięcia wejściowego. Zmiana wzmocnienia wzmacniacza za pomocą potencjometru P2 pozwala na zmianę poziomu sygnału wejściowego, przy którym następuje ograniczanie i tym samym powoduje zmianę intensywności zniekształceń sygnału wyjściowego oraz zmianę czasu brzmienia zniekształconego dźwięku. Dla wyrównania poziomów sygnałów wyjściowych obu układów i sygnału bezpośredniego należy zamontować w obwodach wyjściowych wzmacniaczy szeregowo rezystory obniżające napięcia wyjściowe. Wartości rezystancji należy dobrać indywidualnie podczas uruchamiania układu. Za pomocą potencjometru P3 reguluje się wielkość sygnału wyjściowego przystawki.

Układ przystosowany jest do zasilania bateryjnego dzięki zastosowaniu podwójnego wzmacniacza operacyjnego o małym poborze mocy typu LM 358. Sumaryczny pobór prądu wynosi około 5 mA. Zakres napięć zasilających wynosi od 6 do 12 V np. baterijka 6F22 o napięciu znamionowym 9 V. Zastosowane w obwodzie zasilania diody D1 i D2 mają zabezpieczyć układ przed podłączeniem napięcia zasilającego o odwrotnej polaryzacji, co zdarza się często przy korzystaniu z różnych zasilaczy sieciowych.



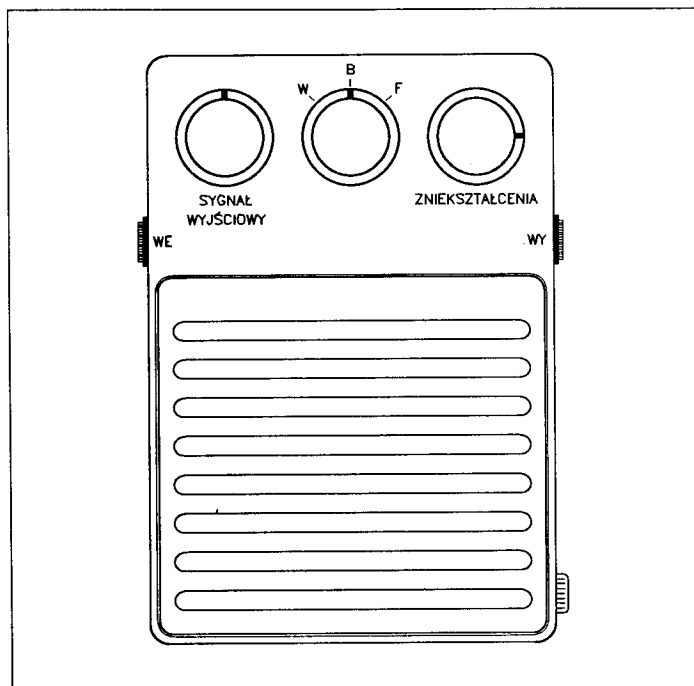
Rys. 2 Płytkę drukowaną i rozmieszczenie elementów

Do właściwej polaryzacji wzmacniacza operacyjnego niezbędne jest napięcie równe $1/2$ napięcia zasilającego. Napięcie to uzyskuje się za pomocą dzielnika rezystancyjnego R8 i R9. Kondensatory C6, C7, C8 i C9 przeznaczone są do filtracji napięć zasilających.

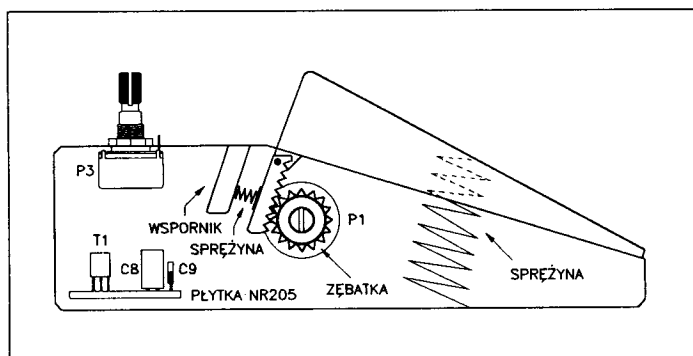
Montaż i uruchamianie

Montaż płytki układu nie powinien nastręczać trudności z uwagi na prostotę układu i małą ilość elementów. Na rys. 2 przedstawiono widok płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów.

Poważniejszy problem stanowi budowa mechaniczna przystawki, a w szczególności przekazanie napędu z pedału do osi potencjometru. Widok zewnętrzny przystawki przedstawia rys. 3. Pokrętło potencjometru oznaczone "sygnał wyjściowy" dotyczy potencjometru P3, oznaczone "zniekształcenia" dotyczy P2.



Rys. 3 Widok zewnętrzny przystawki



Rys. 4 Budowa wewnętrzna przystawki

Potencjometr P1 powinien być sterowany za pomocą pedału, ponieważ regulacja nim jest wymagana w trakcie gry na instrumencie. Trójpozycyjny przełącznik "W-B-F" służy do wybierania rodzaju efektu lub jego odłączania.

Jedno z możliwych rozwiązań przekazywania napędu z pedału na oś potencjometru pokazano na rys. 4. Na osi potencjometru jest założone koło zębate sprzęgnięte z listwą zębatą. Listwa zębata jest połączona przegubowo z pedałem i za pomocą sprężyny dociskana do koła zębatego. Zmiana położenia pedału powoduje obrót koła zębatego i zmianę położenia suwaka potencjometru. Inna sprężyna powoduje powrót pedału do położenia początkowego. Potencjometr przy początkowym położeniu pedału powinien posiadać minimalną rezystancję. Zamiast potencjometru obrotowego można zastosować potencjometr suwakowy o małym skoku. Wtedy można uniknąć kłopotliwych do wykonania elementów: koła zębatego i listwy zębatej. Pedał powinien posiadać mechaniczne ograniczniki położenia dla uniknięcia możliwości uszkodzenia potencjometru przez zbyt silny nacisk stopy.

Uruchamianie układu sprowadza się do sprawdzenia poprawności montażu i sprawdzenia napięć zasilających. Napięcie na emiterze tranzystora T1 powinno wynosić około 3,5 V przy napięciu zasilającym równym 9 V.

Napięcia na wejściach i wyjściach wzmacniaczy operacyjnych powinny wynosić około 4 V. Po podłączeniu przystawki między gitarę i wzmacniacz można sprawdzić praktycznie jej działanie. Przy przełączniku ustawionym w pozycji "W" sprawdzamy działanie efektu "Wah-wah". Dla uzyskania głębszego efektu można zwiększyć pojemności kondensatorów C3 i C4 np. do wartości 3,3 nF a zmniejszyć rezystancje rezystorów R4 i R5 np. do wartości 4,7 kΩ. Przełącznik ustawiony w pozycji "F" pozwoli sprawdzić działanie efektu "Fuzz". Sprawdzić wpływ ustawienia potencjometru P2 na głębokość uzyskiwanego efektu. Przełączając sygnały z poszczególnych wyjść dobrać rezystancje rezystorów szeregowych R13 i R14 na wyjściach układu "Fuzz" i "Wah-wah", tak aby uzyskać jednakowe wielkości sygnału wyjściowego.

Możliwe jest wykorzystanie płytki tylko do montażu układu "Fuzz" lub "Wah-wah". Wystarczy wtedy przełącznik dwupozycyjny. Można też spróbować jaki efekt uzyska się przez podanie zniekształconego sygnału z wyjścia "Fuzz" na wejście "Wah-wah".

Wykaz elementów

US1	– LM358
T1	– BC 239B (BC 413B)
D1÷D4	– BAVP 17÷21 (1N4148)
R3	– 4,7 kΩ/0,125 W
R1, R4, R5,	
R10, R11	– 10 kΩ/0,125 W
R14*	– 10 kΩ/0,125 W
	patrz opis w tekście
R8, R9, R12	– 22 kΩ/0,125 W
R6, R7	– 100 kΩ/0,125 W
R13	– 100 kΩ/0,125 W
	patrz opis w tekście
R2	– 330 kΩ/0,125 W
P3	– 10 kΩ-B PR-185
P1	– 2× 100 kΩ-A PR-18G
P2	– 1 MΩ-A PR-185
C3, C4	– 1,6 nF/25 V KSF-020-ZM
C9	– 10 nF/16 V KFP
C1, C6	– 100 nF/63V MKSE-020
C2, C10	– 220 nF/63V MKSE-020
C5, C11, C12	– 1 μF/50 V 04/U
C8	– 10 μF/25 V 04/U
C7	– 47 μF/16 V 04/U
przełącznik trójpozycyjny	– 1szt.
gniazdo JACK mono (CINCH)	– 2szt.
płytki drukowane numer 206	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 0,80 zł (8.000 zł) + koszty wysyłki.

Miniaturowy zegar na układzie MC 1204

Minęło już sporo czasu od publikacji pierwszego zegara elektronicznego. Nadal wszystkie zegary cieszą się ogromną popularnością. W listach Czytelników najwięcej jest uwag dotyczących zegara MC 1204. Chcąc zadowolić dość dużą już rzeszę oczekujących nowej wersji tego zegara, proponuję nową zmniejszoną płytkę drukowaną.

Najwięcej uwag dotyczących zegara MC1204 związanych jest z wielkością płytki drukowanej. Niektórzy Czytelnicy chcieliby zbudować zegar, który nie posiada wyświetlaczy sekund. Kolejne życzenie, to aby zegar był "mały". Schemat ideowy zegara MC 1204 był zamieszczony w PE 5/92. Niestety nakład tego numeru jest już dawno wyczerpany. Można natomiast zamówić kserokopie artykułu dotyczącego tego zegara.

Zasady prenumeraty

Prenumeratę przyjmujemy począwszy od siódmego numeru za rok 1995 – po otrzymaniu przez Wydawnictwo ARTKELE kuponu wpłaty. Aby mieć gwarancję, że prenumerata rozpocznie się od siódmego numeru prosimy dokonać wpłaty odpowiednio wcześniej, tak aby wypełniony kupon dotarł do Wydawnictwa w terminie do 20 czerwca 1995.

Wypełniając kupon należy wpisać:

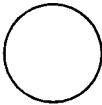
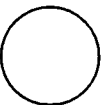
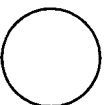
- kwotę (cyframi i słownie) równą wartości zamawianych numerów czasopisma.
- imię i nazwisko oraz adres (koniecznie z kodem pocztowym) prenumeratora. Prosimy o czytelne wypełnienie kuponu, gdyż pozwoli to uniknąć pomyłek.

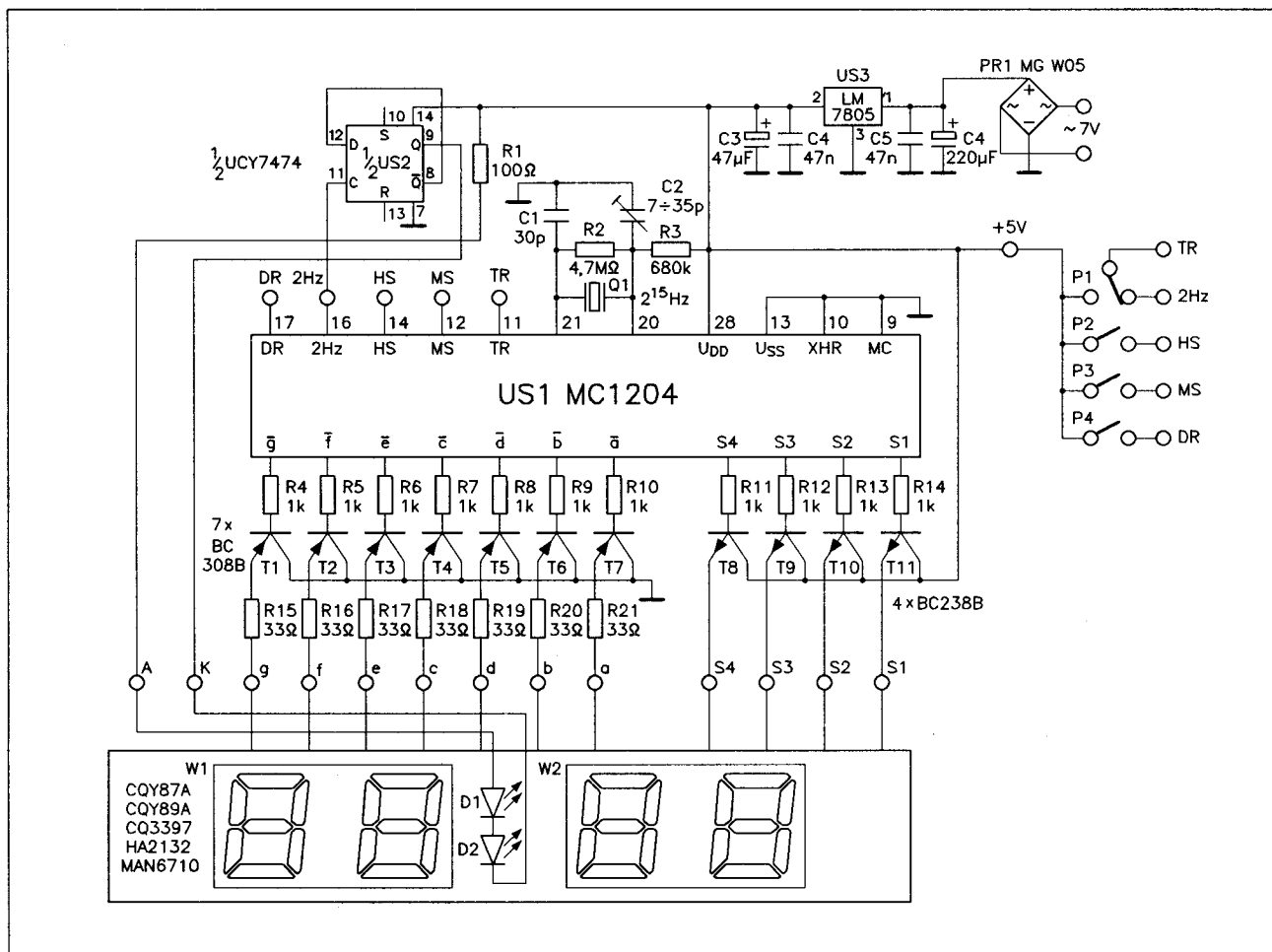
– odcinek przekazu "Pokwitowanie dla wpłacającego" prosimy zachować.

– zaprenumerowane egzemplarze czasopisma będą wysyłane na adres wskazany przez zamawiającego na odcinku przekazu "Odcinek dla posiadacza rachunku" w rubryce "Adres wysyłki".

– Wydawnictwo ARTKELE nie ponosi odpowiedzialności za problemy wynikłe z błędnego wypełnienia przekazu.

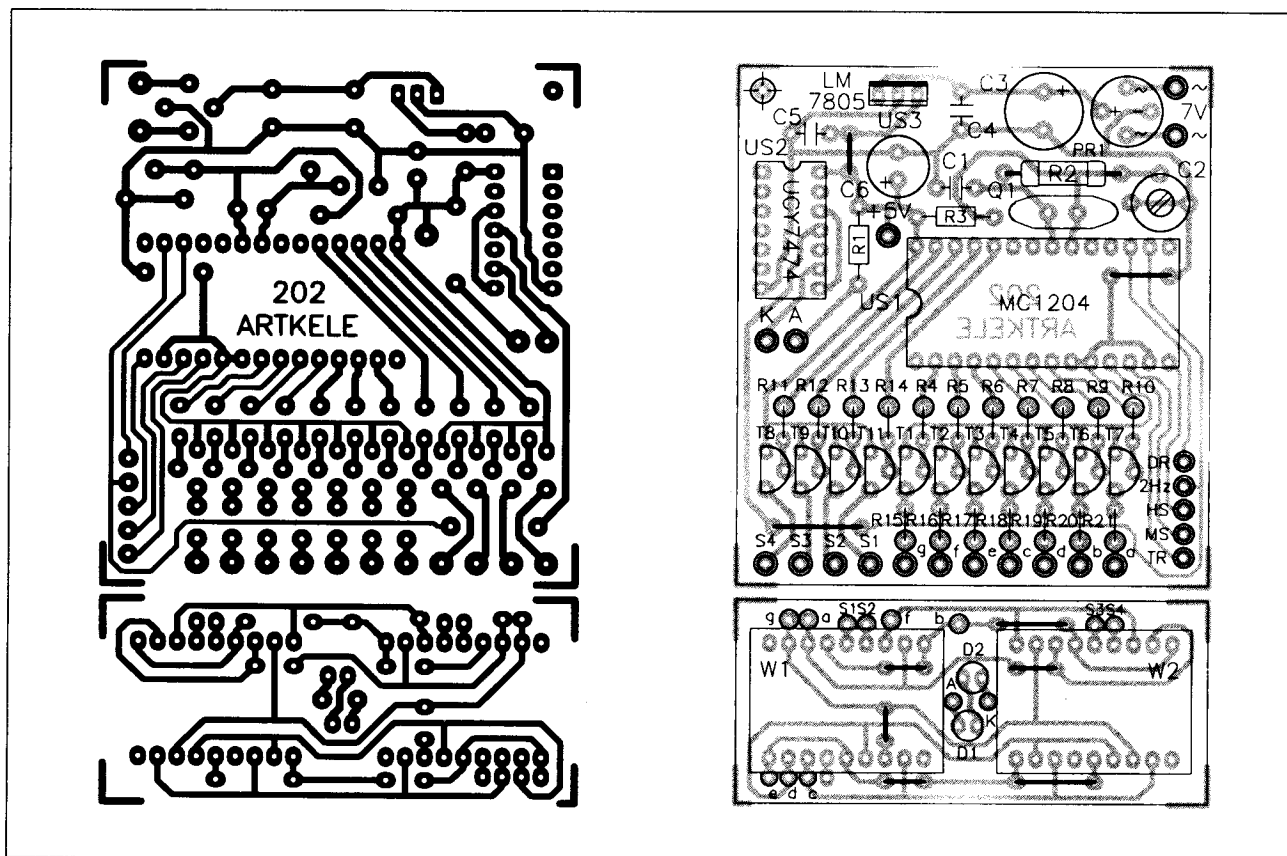
Cena dla prenumeratorów wynosi 2,00 zł (20.000 zł) wraz z kosztami wysyłki za jeden egzemplarz pisma Praktyczny Elektronik do końca 1995 roku.

Pokwitowanie dla wpłacającego	Odcinek dla posiadacza rachunku	Odcinek dla banku
zł.....	zł.....	zł.....
słownie.....	słownie.....	słownie.....
wpłacający.....	wpłacający.....	wpłacający.....
dokładny adres	dokładny adres	dokładny adres
na rachunek:	na rachunek:	na rachunek:
ARTKELE ul. Prosta 11, 65-001 Zielona Góra	ARTKELE ul. Prosta 11, 65-001 Zielona Góra	ARTKELE ul. Prosta 11, 65-001 Zielona Góra
Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541	Komunalny Bank Spółdzielczy w Zielonej Górze 997283-102847-2541
		
datownik podpis przyjm.	datownik podpis przyjm.	datownik podpis przyjm.
Oplata zł.....	Oplata zł.....	Oplata zł.....



Rys. 1 Schemat ideowy zegara

Zamawiam prapnumeratę: «Praktyczny Elektronik» wybrany okres prapnumeraty zaznaczyć krzyżykiem <table border="1"> <tr> <td>III kwartał 1995r. 6,00 zł</td> <td>IV kwartał 1995r. 6,00 zł</td> </tr> </table> Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,00 zł (20.000 zł) ADRES WYSYŁKI: nazwisko (lub firma) ulica/numer domu <table border="1"> <tr> <td>□</td><td>□</td><td>□</td><td>□</td><td>□</td> </tr> </table> kod pocztowy miejscowość kupon ważny do 20.06.1995r.	III kwartał 1995r. 6,00 zł	IV kwartał 1995r. 6,00 zł	□	□	□	□	□	Zamawiam prapnumeratę: «Praktyczny Elektronik» wybrany okres prapnumeraty zaznaczyć krzyżykiem <table border="1"> <tr> <td>III kwartał 1995r. 6,00 zł</td> <td>IV kwartał 1995r. 6,00 zł</td> </tr> </table> Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,00 zł (20.000 zł) ADRES WYSYŁKI: nazwisko (lub firma) ulica/numer domu <table border="1"> <tr> <td>□</td><td>□</td><td>□</td><td>□</td><td>□</td> </tr> </table> kod pocztowy miejscowość kupon ważny do 20.06.1995r.	III kwartał 1995r. 6,00 zł	IV kwartał 1995r. 6,00 zł	□	□	□	□	□	Zamawiam prapnumeratę: «Praktyczny Elektronik» wybrany okres prapnumeraty zaznaczyć krzyżykiem <table border="1"> <tr> <td>III kwartał 1995r. 6,00 zł</td> <td>IV kwartał 1995r. 6,00 zł</td> </tr> </table> Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 2,00 zł (20.000 zł) ADRES WYSYŁKI: nazwisko (lub firma) ulica/numer domu <table border="1"> <tr> <td>□</td><td>□</td><td>□</td><td>□</td><td>□</td> </tr> </table> kod pocztowy miejscowość kupon ważny do 20.06.1995r.	III kwartał 1995r. 6,00 zł	IV kwartał 1995r. 6,00 zł	□	□	□	□	□
III kwartał 1995r. 6,00 zł	IV kwartał 1995r. 6,00 zł																						
□	□	□	□	□																			
III kwartał 1995r. 6,00 zł	IV kwartał 1995r. 6,00 zł																						
□	□	□	□	□																			
III kwartał 1995r. 6,00 zł	IV kwartał 1995r. 6,00 zł																						
□	□	□	□	□																			



Rys. 2 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Dodatkowymi elementami proponowanego obecnie zegara, oprócz podstawowej niezmiennionej aplikacji, są diody świecące i układ scalony UCY7474. Dzięki zastosowaniu układu scalonego MCY 7474 serii TTL (przerzutnik typu D), częstotliwość "migania diod świecących wynosi 1 Hz. Przebieg 1 Hz uzyskuje się przez podział częstotliwości wyjściowej 2 Hz (nóżka 16 US1) w układzie dzielnika zbudowanego na przerzutniku D (US2). Diody świecące sterowane są bezpośrednio z wyjścia Q tego przerzutnika.

Na rysunku 2 przedstawiono schemat podłączenia przełączników umożliwiających ustawianie zegara. Są one połączone przewodami z odpowiednimi punktami na płytce zegara.

Płytką drukowaną zaprojektowaną została wraz z wyświetlaczem. Fragment płytki na której są wyświetlacze odcinamy od części płytki z zegarem. Połączenia obu płytek wykonujemy przewodami. Rezystory w bazach tranzystorów pracujących jako wzmacniacze segmentów i wzmacniacze cyfr, oraz rezystory decydujące o prądzie świecenia diod, montujemy pionowo. Pozwoliło to znacznie zmniejszyć wymiary płytki.

Przy montażu obu płytek pamiętać należy o zamontowaniu zworek z drutu, które umieszczone są pod układami scalonymi i pod wyświetlaczami. Diody świecące sygnalizujące pracę sekund, umieszczone zostały na płytce wyświetlaczy. Oddzielają one wyświetlacze godzin od wyświetlaczy minut. Kolor świecenia diod należy dobrać w zależności od zastosowanych wyświetlaczy ze wspólną anodą.

Na płytce zegara zaprojektowany został także stabilizator napięcia +5 V, do wejścia którego doprowadzić należy napięcie zmienne 7 V z transformatora sieciowego.

Po dokładnym zmontowaniu i podłączeniu przełączników zegar gotowy jest do pracy. Dokładność odmierzenia czasu zależy od ustawienia częstotliwości pracy generatora wewnętrznego zegara. Regulację przeprowadzamy co kilka dni, korygując wartość trymera.

Do ustawiania zegara przeznaczone są włączniki P1÷P4. Poniżej zamieszczono wykaz funkcji realizowanych przez poszczególne włączniki:

- | | |
|---------|------------------------|
| P1 | – odczyt sekund; |
| P2 | – ustawianie godzin; |
| P3 | – ustawianie minut; |
| P4 | – odczyt daty; |
| P4 i P2 | – ustawianie dnia; |
| P4 i P3 | – ustawianie miesiąca. |

Wykaz elementów:

- | | |
|--------|---|
| US1 | – MC 1204 |
| US2 | – MCY 7474 |
| US3 | – LM 7805 |
| T1÷T7 | – BC 308B lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$ |
| T8÷T11 | – BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$ |
| PR1 | – MG W005 (1 A/50 V) |
| D1, D2 | – LED |
| W1, W2 | – CQY 89A, CQY 97A, CQ 3397, MAN 6710, HA 2132 podwójny, wspólna anoda. |

R15÷R21 – 33 Ω /0,25 W
 R1 – 100 Ω /0,25 W
 R4÷R14 – 1 k Ω /0,125 W
 R3 – 680 k Ω /0,125 W
 R2 – 4,7 M Ω /0,25 W
 C1 – 30 pF/160 V KCP
 C2 – 7/35 pF trymer miniaturowy ϕ 7 mm
 C4, C5 – 47 nF/32 V KFP
 C3 – 47 μ F/16 V 04/U
 C6 – 220 μ F/16 V 04/U

Q1 – rezonator kwarcowy 32,768 kHz (2^{15} Hz)
 P1 – przełącznik bistabilny
 P2÷P4 – mikrołącznik
 płytki drukowane **numer 202**

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 2,05 zł (20.500 zł) + koszty wysyłki.

◇ Ireneusz Konieczny

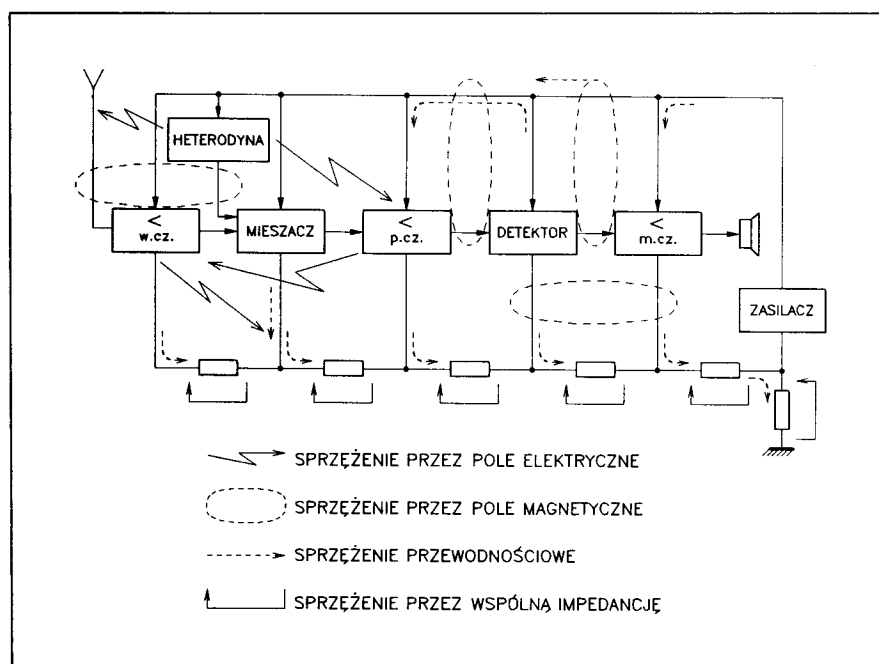
Zakłócenia i ich redukcja cz. 1

Problem zakłóceń w aparaturze elektronicznej przypomina znane zmotoryzowanym i przykre w następstwach poślizgi. Pomimo dobrego przygotowania teoretycznego kierowcy i dobrego stanu technicznego pojazdu trudno jest z nich wyjść. W przypadku zakłóceń objawiających się złą pracą urządzenia, znajomość zasad i recept też często nie przynosi oczekiwanych rezultatów, jednak daje wzrost prawdopodobieństwa sukcesu. Dlatego rozpoczynamy cykl artykułów poświęconych tej problematyce. Przeważająca większość naszych rozważań będzie poświęcona zakłóceniom we wnętrzu urządzeń elektronicznych.

Problem zakłóceń

Powszechność stosowania układów elektronicznych w różnych dziedzinach aktywności człowieka, rozwój telekomunikacji i łączności wykorzystujących fale elek-

tryczne powoduje konieczność pracy różnorodnych układów w bezpośredniej bliskości, przy wzajemnym oddziaływaniu na siebie i przy oddziaływaniu innych zewnętrznych pól elektromagnetycznych. Musimy zdać sobie sprawę, że każdemu przepływowi prądu towarzyszy powstanie pola magnetycznego, a sam przepływ prądu jest wywołany polem elektrycznym. Przepływ prądu wysokiej częstotliwości powoduje wypromieniowanie energii w postaci fali elektromagnetycznej. Z kolei w przewodniku poddanym działaniu zmiennego pola magnetycznego, lub fali elektromagnetycznej indukuje się siła elektromotoryczna dająca w obwodzie zamkniętym przepływ prądu. Urządzenia elektroniczne muszą poprawnie pracować w otoczeniu innych urządzeń. Oznacza to, że powinny być odporne na zakłócenia wytworzone przez inne urządzenia a i same nie powinny być źródłami zakłóceń. Także poszczególne bloki składowe urządzeń powinny spełniać te warunki.



Rys. 1 Rodzaje zakłóceń w odbiorniku radiowym

Zakłócenia elektromagnetyczne EMI (electromagnetic interference) stanowią aktualnie poważny problem dla projektantów układów jak i ich użytkowników. Przykładem tutaj może być poważne utrudnienie, lub wręcz uniemożliwienie odbioru stacji radiowej Warszawa I na falach długich w pobliżu pracującego odbiornika telewizyjnego.

Na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy odbiornika radiowego dla ilustracji różnego rodzaju zakłóceń jakie mogą występować w urządzeniu. Połączenia między stopniami przewodzą zakłócenia, a niektóre stopnie wypromiowują je. Prądy w obwodach uziemienia różnych stopni przepływają przez wspólną impedancję uziemienia wytwarzając napięcia zakłóceń.

Pokazano możliwe sprzężenia za pośrednictwem pól elektrycznego i magnetycznego. Przedstawiony rysunek nie uwzględnia zakłóceń wynikających z niedoskonałości pracy zasilacza a objawiających się jako tzw. przydźwięk sieci. Na odbiornik oddziałują zewnętrzne źródła zakłóceń w postaci prądów zakłóceń przewodzonych przez linie zasilania sieciowego i promieniowania elektromagnetycznego pochodzącego z różnych źródeł.

Inną stroną problemu zakłóceń jest możliwość wytworzenia przez odbiornik radiowy zakłóceń oddziałujących następnie na inne urządzenia. Część obwodów odbiornika wypromieniowuje zakłócenia, a przez przewody zasilania zakłócenia są przenoszone do innych urządzeń.

Zdolność urządzenia do prawidłowego działania w określonym środowisku elektromagnetycznym nazywana jest kompatybilnością elektromagnetyczną (KEM). Dla zapewnienia kompatybilności elektromagnetycznej urządzenie musi być tak zaprojektowane, aby samo nie oddziaływało na środowisko i nie było podatne na oddziaływanie środowiska. Oddziaływań nie można jednak wyeliminować zupełnie i dlatego określa się poziomy dopuszczalne dla źródeł zakłóceń i maksymalne poziomy zakłóceń przy jakich urządzenia powinny pracować poprawnie.

Zagadnienia kompatybilności elektromagnetycznej powinny być rozpatrzone w początkowych stadiach projektowania urządzenia. Przesunięcie ich rozwiązania na końcowy etap badań urządzenia jest źródłem dodatkowych kosztów i często nie daje w pełni zadowalających rezultatów. Uwzględnianie kompatybilności wymaga znajomości wymagań ją określających i zasad rozwiązywania problemów zakłóceń.

Określenia i wymagania

Sygnał niepożądany – każdy sygnał elektryczny występujący w układzie, inny niż sygnał użyteczny (pożądany). Nie dotyczy to składowych sygnału określanych jako zniekształcenia nieliniowe, wynikających z nieliniowości układu, jeśli nie występuje ich sprzężenie z inną częścią układu. Sygnał użyteczny w jednej części układu może być sygnałem niepożądanym w innej jego części np. sygnał heterodyny jest niepożądany na wejściu wzmacniacza w.cz. i wejściu wzmacniacza p.cz. odbiornika radiowego. Źródła sygnałów niepożądanych mogą być podzielone na trzy podstawowe rodzaje:

- samoistne źródła szumów własnych, które są efektem przypadkowych fluktuacji wewnątrz elementu fizycznego. Przykładem są tutaj szумы cieplne i śrutowe rezystorów i elementów półprzewodnikowych.
- źródła sygnałów powstałych w wyniku działalności człowieka (silniki, przetaczniki, nadajniki, iskrzenie),
- przyrodnicze: wyładowania atmosferyczne, płamy słoneczne, promieniowanie kosmiczne.

Zakłócenia – szkodliwy efekt sygnałów niepożądanych. Jeśli sygnał niepożądany powoduje niezadawalającą pracę układu, to stanowi to zakłócenie. Sygnały niepożądane nie mogą zostać wyeliminowane całkowi-

cie; można tak obniżyć ich poziom, że nie będą powodowały zakłóceń.

Podatność na zakłócenia – jest zdolnością reakcji urządzenia na sygnał niepożądany. Oczywiście korzystniejszym jest, aby podatność była jak najmniejsza. Określa się ją jako dopuszczalny poziom zakłóceń środowiska, w którym ma pracować urządzenie.

Emisyjność – to zdolność urządzenia do promieniowania zakłóceń, lub wprowadzania ich do obwodu sieci zasilającej. Określana jest przez odpowiednie poziomy zakłóceń.

W ten sposób dotarliśmy do wymagań dotyczących dopuszczalnych poziomów zakłóceń. Już w 1934 roku w ramach Międzynarodowej Komisji Elektrotechnicznej (CEI) powołano Międzynarodowy Komitet Specjalny do Spraw Zakłóceń Radioelektrycznych (CISPR). Zadaniem tego komitetu było prowadzenie walki z zakłóceniami przemysłowymi odbioru radiofonicznego w skali międzynarodowej. Po upowszechnieniu telewizji problematykę rozszerzono o zakłócenia odbioru telewizyjnego. Kolejnym etapem jest powszechna komputeryzacja – mikroprocesory stosowane w mikrokomputerach promieniują energię elektryczną w paśmie częstotliwości do 1 GHz, a nawet przekraczają tę granicę. Aktualnie Międzynarodowa Komisja Elektrotechniczna (IEC) zajmuje się kompleksowo zagadnieniami związanymi z określaniem dopuszczalnych poziomów zakłóceń jakie urządzenia mogą wytwarzać. Normy określone przez IEC dotyczą głównie sprzętu powszechnego użytku. Poszczególne kraje wchodzące w skład międzynarodowych organizacji mogą stosować ostrzejsze wymagania. Polskie Normy oparte są na zaleceniach IEC. Normy te dotyczą dopuszczalnych poziomów zakłóceń emitowanych określonych jako natężenie pola elektromagnetycznego, lub napięcie na zaciskach źródła. Do pomiarów zakłóceń stosowane są specjalne mierniki zakłóceń i tutaj należy stwierdzić, że mierzone poziomy zakłóceń silnie zależą od metody pomiaru. Kolejna rola organizacji międzynarodowych polega więc na ujednolicaniu metod pomiarowych. Wyróżnia się trzy poziomy zakłóceń: wysoki, normalny i obniżony.

Od sprzętu powszechnego użytku wymaga się, aby emitowane zakłócenia nie przekraczały poziomu normalnego (N). Zwróćmy uwagę na ścianki tylne odbiorników radiowych, jest tam zazwyczaj napisana informacja "Poziom N" określająca właśnie jakie wymagania spełnia dany odbiornik. Nie będziemy tutaj przytaczali dokładnych wartości – zainteresowanych odsyłam do tekstów odpowiednich Polskich Norm.

Przez fachowców cenione są normy niemieckie VDE. Jeśli ktoś miał kontakt ze sprzętem zakupionym w RFN to na pewno zwrócił uwagę w instrukcji obsługi na dopuszczenie wyrobu do obrotu towarowego na rynku niemieckim przez niemiecką pocztę. Warunkiem dopuszczenia jest spełnienie dwóch kryteriów: bezpieczeństwa użytkowania i poziomu emitowanych zakłóceń.

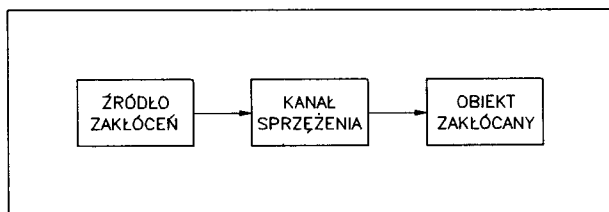
W Stanach Zjednoczonych ustaleniami dotyczącymi zakłóceń zajmuje się Federalna Komisja Telekomunikacyjna (FCC). Ustalenia jej są jednak niezbyt szcze-

gółowe. Adnotacje o spełnieniu wymagań FCC można zaobserwować na podzespołach i sprzęcie mikrokomputerowym.

Kompleksowo dopuszczalne poziomy zakłóceń emitowanych i podatność na zakłócenia ujmują coraz częściej przytaczane przez fachowców amerykańskie normy wojskowe MIL-STD-461. Metody pomiarowe i procedury testów są zawarte w normie MIL-STD-462. Wymagania wojskowe wykorzystywane są w przemyśle jako wskazówka przy projektowaniu urządzeń cywilnych. O ile metody pomiarowe CISPR bazują na zakłóceniach słyszalnych w znormalizowanym odbiorniku radiowym (miernik zakłóceń), to metody pomiarowe MIL-STD opierają się o pomiary widma amplitudowego, lub gęstości widmowej energii. Stosowane są również pewne zdawałoby się niekonwencjonalne metody badań np. test krótkiego impulsu. Polega on na doprowadzaniu do zacisków sieciowych urządzenia ciągu impulsów i badaniu jego reakcji. Badanie to ma duże znaczenie, gdyż impulsy występujące w sieci zasilającej są podstawową przyczyną zakłóceń pracy urządzeń i uszkodzeń szczególnie monolitycznych układów scalonych.

Tor zakłóceń

Do wystąpienia zakłóceń niezbędne są trzy elementy. Musi istnieć źródło zakłóceń i musi istnieć odbiornik zakłóceń, obiekt zakłócany. Między nimi występuje tzw. kanał sprzężenia przenoszący zakłócenia ze źródła do odbiornika. Ilustrację toru zakłóceń przedstawia rys. 2.



Rys. 2 Typowy tor zakłóceń

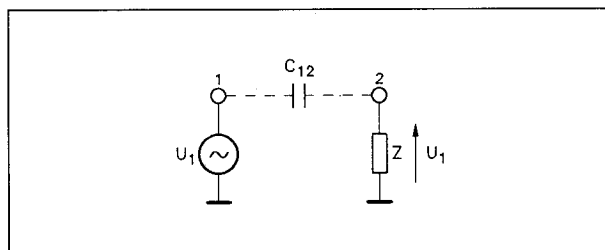
Podejmując się analizy zakłóceń należy stwierdzić, co jest źródłem zakłóceń, co jest obiektem zakłócanym i w jaki sposób źródło jest sprzężone z obiektem. Bezpośrednio wynikają z tego trzy sposoby osłabienia przekazywania zakłóceń:

- 1) stłumienie zakłóceń przy źródle,
- 2) zmniejszenie podatności obiektu zakłócanego,
- 3) minimalizacja przenoszenia kanału sprzężenia.

Często przy eliminacji zakłóceń trzeba uciekać się do więcej niż jednego sposobu.

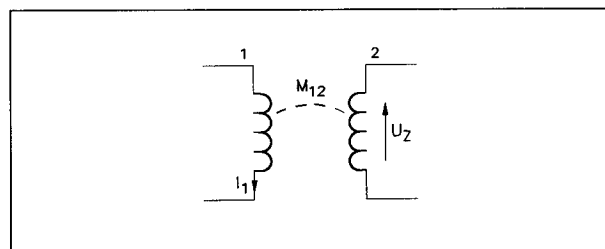
Przy określaniu właściwości kanału sprzężenia znajdują zastosowanie zasady teorii obwodów i same kanały są przedstawiane jako równoważne im obwody elektryczne. Zmieniające się w czasie pole elektryczne występujące między dwoma przewodnikami może być przedstawione za pomocą kondensatora C_{12} łączącego te dwa przewodniki. Sprzężenie tego rodzaju możemy

nazwać sprzężeniem pojemnościowym, a ilustruje je rys. 3.



Rys. 3 Sprzężenie pojemnościowe

Zmieniające się w czasie pole magnetyczne wytworzone wokół przewodu z prądem obejmujące swoim działaniem sąsiedni przewód może być przedstawione przez indukcyjność wzajemną M_{12} między nimi. Sprzężenie takie przedstawione na rys. 4 nazwiemy indukcyjnym.



Rys. 4 Sprzężenie indukcyjne

Zazwyczaj oba rodzaje sprzężeń występują jednocześnie, ale jedno z nich przeważa decydując o charakterze sprzężenia. Rozważania te są słuszne jeśli rozmiary fizyczne obwodu są małe w porównaniu z długościami fal sygnałów użytecznego i zakłócającego. Na pewno sytuacja taka wystąpi w obwodzie wzmacniacza m.cz. Długość fali sygnału o częstotliwości 1 MHz wynosi 300 m, dla sygnału o częstotliwości 300 MHz wynosi 1 m. Rozmiary większości układów elektronicznych są mniejsze. Przy większych częstotliwościach zagadnienia analizy przekazywania sygnałów są bardziej skomplikowane, ale również można je przedstawiać w postaci pojemności, lub indukcyjności wzajemnych.

Sposoby redukcji zakłóceń

Zanim zostaną opisane, wrócimy do rys. 1, na którym przedstawiono różne rodzaje sprzężeń i postaramy się je scharakteryzować.

Sprzężenie przewodnościowe – jest jednym z najbardziej oczywistych, lecz często nie dostrzeganych sposobów sprzężenia zakłóceń. Przewód znajdujący się w środowisku z zakłóceniami może przejmować zakłócenia i następnie przewodzić je do innego układu. Przykładem tego rodzaju zakłóceń są zakłócenia przenoszone do układu za pośrednictwem przewodów zasilania sieciowego. Drugim przykładem tego rodzaju zakłócenia jest przewodzenie składowej zmiennej napięcia zasilania

jącego (przódki sieci) do poszczególnych bloków układu elektronicznego.

Sprężenie przez wspólną impedancję – pojawia się wówczas, gdy prądy z dwóch różnych obwodów przepływają przez wspólną impedancję. Powstałe na wspólnej impedancji spadki napięć przenikają do obwodów powodując zakłócenie. Przykładem tego rodzaju zakłóceń jest sprzężenie na impedancji wewnętrznej zasilacza, lub na impedancji przewodów zasilających. Obydwa te rodzaje sprzężeń mają znaczenie przy niskich częstotliwościach, dotyczą więc głównie wzmacniaczy m.cz.

Sprężenie przez pole elektryczne i magnetyczne. Przewody, przez które przepływa prąd wielkiej częstotliwości wytwarzają pole elektromagnetyczne, które następnie może indukować zakłócenia w innych przewodach. Oprócz niezamierzonych sprzężeń, problem stanowi także energia wypromieniowana przez nadajniki stacji radiowych, telewizyjnych i innych służb. Jeśli obiekt zakłócany znajduje się w pobliżu źródła to pola elektryczne i magnetyczne rozpatruje się oddzielnie i różny może być efekt ich oddziaływań. Jeśli jest on daleko od źródła to rozpatruje się je sumarycznie jako pole elektromagnetyczne.

Charakterystyka rodzajów sprzężeń także nasuwa pomysły sposobów ich redukcji. Przy sprzężeniu przewodnościowym po pierwsze trzeba zredukować indukowanie się zakłóceń w przewodzie, po drugie należy te zakłócenia zmniejszyć (odsprząć) zanim dostaną się do czułych układów. Przy sprzężeniu przez wspólną impe-

dancję w pierwszej kolejności należy zmniejszyć tę impedancję. Osiąga się to np. przez stosowanie zasilaczy o małej rezystancji wewnętrznej, blokowanie obwodów zasilania kondensatorem, stosowanie przewodów o małej rezystancji (szerokie ścieżki obwodów zasilania na płytce drukowanej). Przy sprzężeniu za pośrednictwem pól elektrycznego i magnetycznego pozostaje w zasadzie ekranowanie i symetryzacja.

W kolejnych częściach artykułu zostaną przedstawione techniki redukcji zakłóceń. Najważniejszymi ze sposobów redukcji zakłóceń są:

- 1) ekranowanie,
- 2) uziemianie,
- 3) symetryzacja,
- 4) filtracja,
- 5) izolowanie,
- 6) separacja i ukierunkowanie,
- 7) dobór wartości impedancji obwodu,
- 8) dobór kabli,
- 9) kompensacja.

Należy zaznaczyć, że nawet posługując się wszystkimi przedstawionymi sposobami nie udaje się w pełni wyeliminować zakłóceń, a jedynie można je zredukować do poziomu nie wywołującego już efektu zakłócającego. Zazwyczaj nie istnieje jedyne rozwiązanie problemu zakłóceń w konkretnym przypadku i najczęściej wybiera się rozwiązanie kompromisowe według zasady "maksimum efektu – minimum kosztu".

◇ R. K.

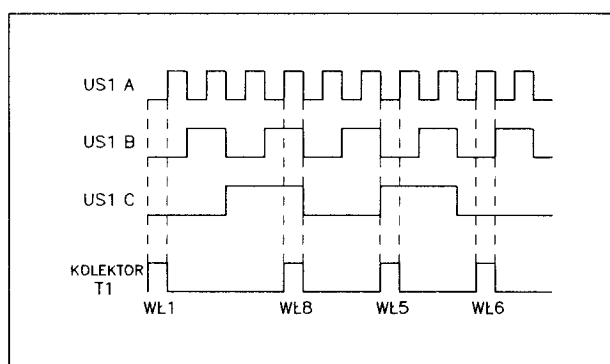
Elektroniczny przełącznik wejść

W dotychczas wydanych numerach Praktycznego Elektronika zamieściliśmy kilka artykułów poświęconych przedwzmacniaczom i wzmacniaczom mocy m.cz. Naturalną konsekwencją tego jest poniższy artykuł zawierający opis elektronicznego przełącznika wejść. Układ umożliwia równoczesne podłączenie ośmiu urządzeń wejściowych, w tym dwóch magnetofonów. Dużą liczbą wejść stanowi dużą zaletę układu, gdyż wzmacniacz obsługuje dziś nie tylko tuner i magnetofon, ale także odtwarzacz kompaktowy, tuner satelitarny, telewizor, a nawet komputer z kartą muzyczną. Przedwzmacniacz może być także sterowany pilotem opisanym w PE 5/94.

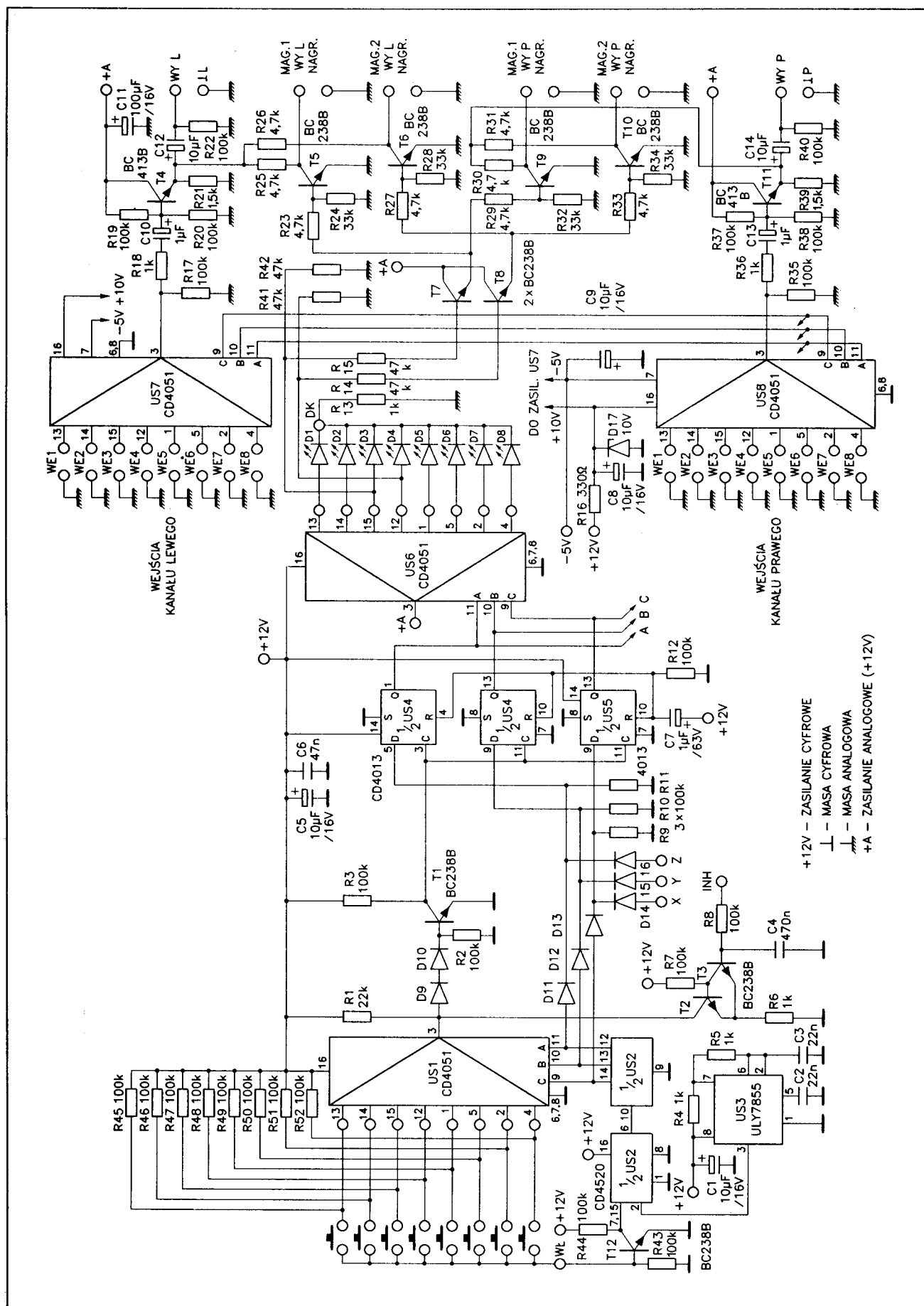
Opis układu

Do włączania wybranego kanału wejściowego służą mikrolączniki W1÷W8. Naciśnięcie dowolnego z nich sprawia, że do bazy tranzystora T12 zostaje doprowadzone dodatkowe napięcie za pośrednictwem jednego z rezystorów R45÷R52. Wysterowany tranzystor T12 zwiiera do masy wejścia zerujące licznika CD 4520

(US2). Do wejścia zegarowego tego licznika doprowadzony jest przebieg zegarowy o częstotliwości ok. 22 kHz z generatora ULY 7855 (US3). Zwarcie do masy wejść zerujących licznika US2 powoduje, że na jego wyjściach (nóżki 12, 13, 14) pojawiają się przebiegi zawierające kombinację ośmiu stanów, nazywanych dalej adresem (rys. 1).



Rys. 1 Przebiegi czasowe w układzie multiplexera i przerzutników podczas sterowania ręcznego



Rys. 2 Schemat ideowy układu przetwornika wejść

Adres zostaje doprowadzony do multiplexera US1 i za pośrednictwem diod D11, D12, D13 do wejść "D" trzech przerzutników CD 4013 (US4 i 1/2US5). Zmieniający się adres na wejściach A, B, C multiplexera US1 powoduje kolejne połączenie jednego z wejść 1÷8 (nóżki 13, 14, 15, 12, 1, 5, 2, 4) z wyjściem (nóżka 3 US1). Na wyjściu występuje napięcie ok. 2 V, wywołane spadkiem napięcia na diodach D9, D10 i złącza baza-emiter tranzystora T1. Tranzystor T1 jest w takim układzieysterowany, a napięcie na jego kolektorze ma poziom zera logicznego.

W czasie kiedy łączone są wejścia, przy których włącznik W nie jest zwarty w układzie nic się nie zmienia (dołączenie jednego z rezystorów R45÷R52 o wartości 100 kΩ nie powoduje zmiany napięcia na diodach D9, D10). Natomiast w momencie wybrania adresu, który odpowiada zwartemu włącznikowi W napięcie na wyjściu multiplexera spada do wartości 0,6 V wynikającej ze spadku napięcia na złączu baza-emiter tranzystora T12, który dalej pozostajeysterowany. Spadek napięcia na wyjściu multiplexera US1 powoduje, że tranzystor T1 ulega zatkaniu. Narastające zbocze napięcia na kolektorze T1, który jest połączony z wejściami zegarowymi przerzutników US4 i 1/2US5, powoduje zapamiętanie aktualnego adresu w przerzutnikach.

Powstaje zatem sytuacja, w której na wyjściach przerzutników zapamiętany jest adres odpowiadający wejściu multiplexera US1 przy którym zwarty jest włącznik W. W czasie zwarcia włącznika W może nastąpić kilkakrotne przepisanie adresu do przerzutników, lecz za każdym razem będzie to ten sam adres.

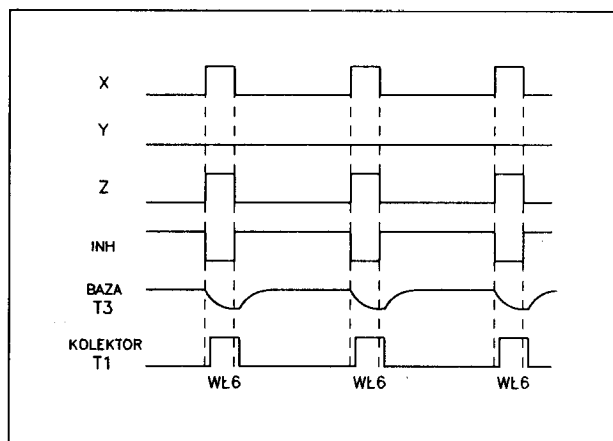
Zwolnienie włącznika sprawia, że tranzystor T12 zostaje zatkany, co w konsekwencji powoduje zablokowanie i wyzerowanie licznika US2. Generator US3 pracuje przez cały czas pracy przedwzmacniacza. Częstotliwość jego pracy została ustalona na ok. 22 kHz, tak aby ewentualne zakłócenia i ich harmoniczne leżały poza pasmem akustycznym.

Do budowy generatora i licznika można było wykorzystać układ scalony licznika CD 4060, lecz jest on trudniej dostępny, i dlatego zrezygnowano z takiego rozwiązania.

Sterowanie pracą przedwzmacniacza możliwe jest także z pilota opisanego w artykule pt. "System zdalnego sterowania zestawem typu wieża", PE 5/94. Układ opisanego tam dekodera pozwala na wysyłanie szesnastu rozkazów w ramach trzech grup rozkazowych (F1, F2, F3), czyli łącznie 48 różnych rozkazów. Grupy rozkazowe F1, F2, F3 wybierane są wcześniej klawiszem funkcyjnym F. Każda z grup rozkazowych dzieli się na dwie podgrupy po osiem rozkazów każda. Pierwsza podgrupa obejmuje rozkazy 15÷22, a druga 23÷30. Dekoder posiada sześć wyjść służących do indywidualnego wyboru podgrup rozkazowych INH1÷INH6 i trzy wyjścia adresowe X, Y, Z wspólne dla wszystkich podgrup (Z jest najmłodszym bitem adresu).

W stanie pasywnym na wyjściach INH1÷INH6 panuje stan wysoki, a na wyjściach X, Y, Z stan niski (patrz tabela 2 PE 5/94). Jeżeli teraz z pilota zosta-

nie wysłany rozkaz numer 15÷22, na wyjściach X, Y, Z pojawi się kod dwójkowy tego rozkazu (jedna z ośmiu różnych kombinacji). Podobnie dzieje się dla rozkazów numer 23÷30, które powodują pojawienie się identycznych kodów np. rozkaz 15 i 23 mają taki sam kod, analogicznie 16 i 24 itd. Adres na wyjściach X, Y, Z nie jest wystawiony w sposób ciągły, lecz pojawia się chwilowo, na przemian ze stanem niskim na wszystkich trzech wyjściach.



Rys. 3 Przebiegi czasowe w układzie multiplexera i przerzutników podczas sterowania z pilota

Do rozróżniania rozkazów 15÷22 i 23÷30, a także grup rozkazowych F1, F2, F3 w dekodzie zastosowano demultiplexer o sześciu wyjściach. Wcześniej ustawienie grupy rozkazowej F1, a następnie wybranie rozkazu 15÷22 powoduje, że wyjście INH1 zmieni swój stan na niski. Podobnie jak w przypadku adresu zmiana ta nie jest stała, a przybiera postać ujemnych impulsów pojawiających się równocześnie z adresem na wyjściach X, Y, Z. Analogicznie dla ustawionej grupy rozkazowej F1 wybranie rozkazu 23÷30 powoduje pojawienie się ujemnych impulsów na wyjściu INH2. Podobnie dzieje się dla pozostałych grup rozkazowych.

Wyjścia rozkazowe dekodera X, Y, Z łączy się z identycznie oznaczonymi wejściami sterującymi przedwzmacniacza, a jedno z wyjść INH1÷INH6 z wejściem INH. Adresy z wejść X, Y, Z sumowane są z adresami wystawianymi przez licznik US2 w układzie sumatora diodowego D11÷D16. W stanie spoczynkowym zarówno adres wystawiany przez licznik, jak i adres z dekodera ma wartość 000.

Wysłanie dowolnego rozkazu z pilota powoduje pojawienie się jednej z ośmiu kombinacji na wejściach X, Y, Z. Nie powoduje to jednak żadnych zmian w układzie. Dopiero w przypadku wysłania adresu równocześnie z sygnałem INH, sprawia, że adres zostaje przepisany do przerzutników. Zatem z grupy 48 rozkazów tylko osiem wpływa na zmianę ustawienia przetwornika wejść.

Ujemne zbocza przebiegu na wejściu INH podlegają niewielkiemu opóźnieniu (ok. 10 ms) w układzie całkującym R8, C4. Następnie przebieg po ukształtowaniu

przez przerzutnik Schmitta (T2, T3) powoduje zatkanie tranzystora T1 i wpisanie adresu do przerzutników D (rys. 3).

Opóźnienie sygnału INH względem sygnałów X, Y, Z gwarantuje wpisanie do przerzutników ustalonego na liniach adresu. Należy pamiętać, że linie adresowe X, Y, Z doprowadzane mogą być także do innych urządzeń co zwiększy ich obciążenie, oraz pojemność rozproszoną przewodów doprowadzających. Wszystko to może spowodować, że czas ustalania się adresu będzie dłuższy niż czas opadania zbocza na linii INH, która podłączona jest tylko do jednego urządzenia.

Należy zwrócić uwagę, że jeżeli podczas wysyłania rozkazu z pilota będziemy próbowali ręcznie zmieniać stan przełącznika wejść, to spowoduje to niekontrolowane ustawienie się układu. Zabezpieczenie się przed taką sytuacją wydaje się niepotrzebne, gdyż wysyłając rozkaz pilotem nikt nie próbuje równocześnie zmieniać ustawień ręcznie.

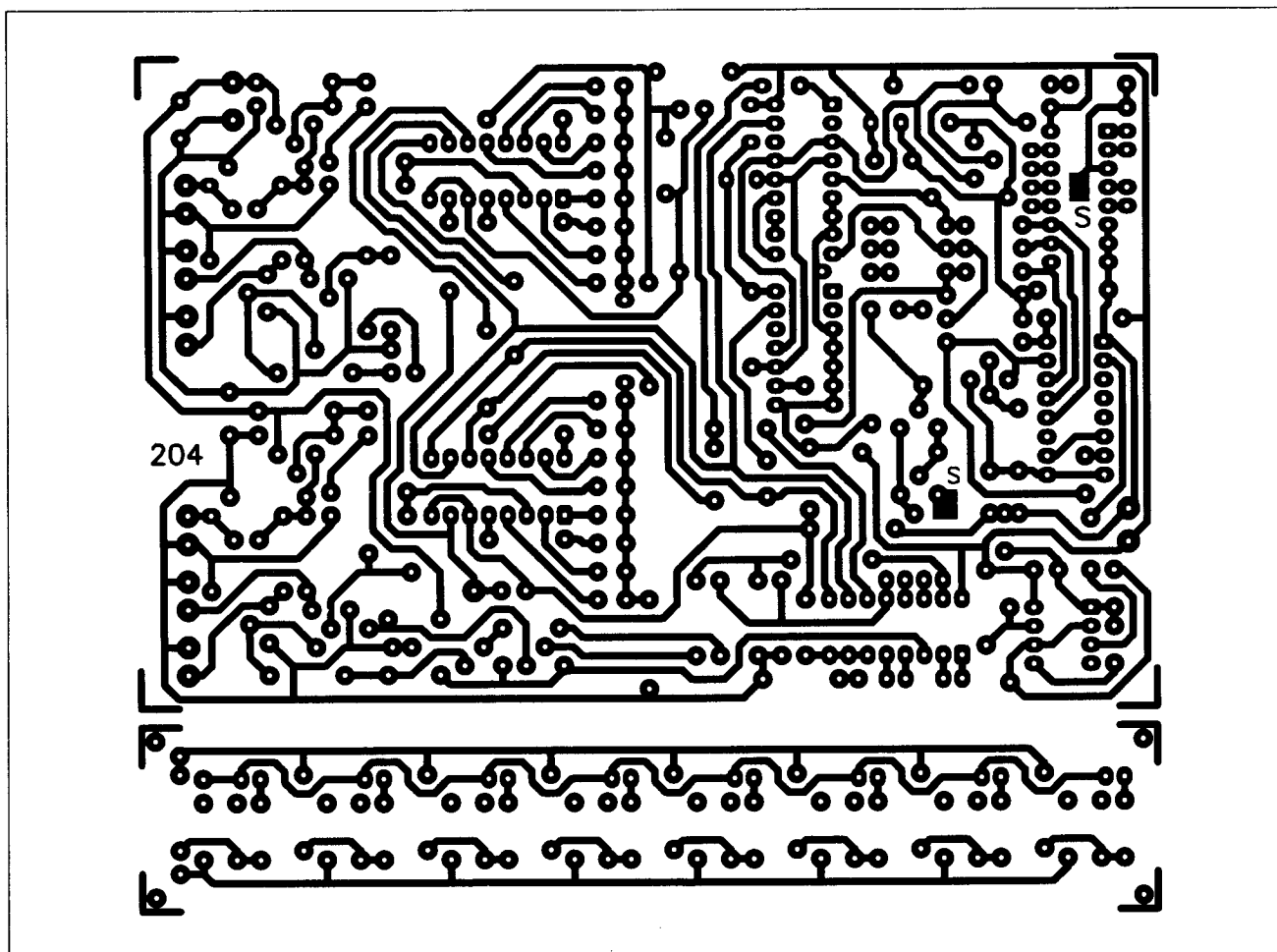
Zapamiętany w przerzutnikach "D" adres doprowadzony jest dalej do trzech multiplexerów US6÷US8. Pierwszy z nich przeznaczony jest do sterowania diod sygnalizujących aktualnie włączone wejście przełącznika. Dioda D1 odpowiada włącznikowi W1 i wejściu

WE1, podobnie jest w przypadku pozostałych diod. Pozostałe dwa multiplexery przeznaczone są do komutacji wejść sygnałowych US7 dla lewego kanału, a US8 dla prawego.

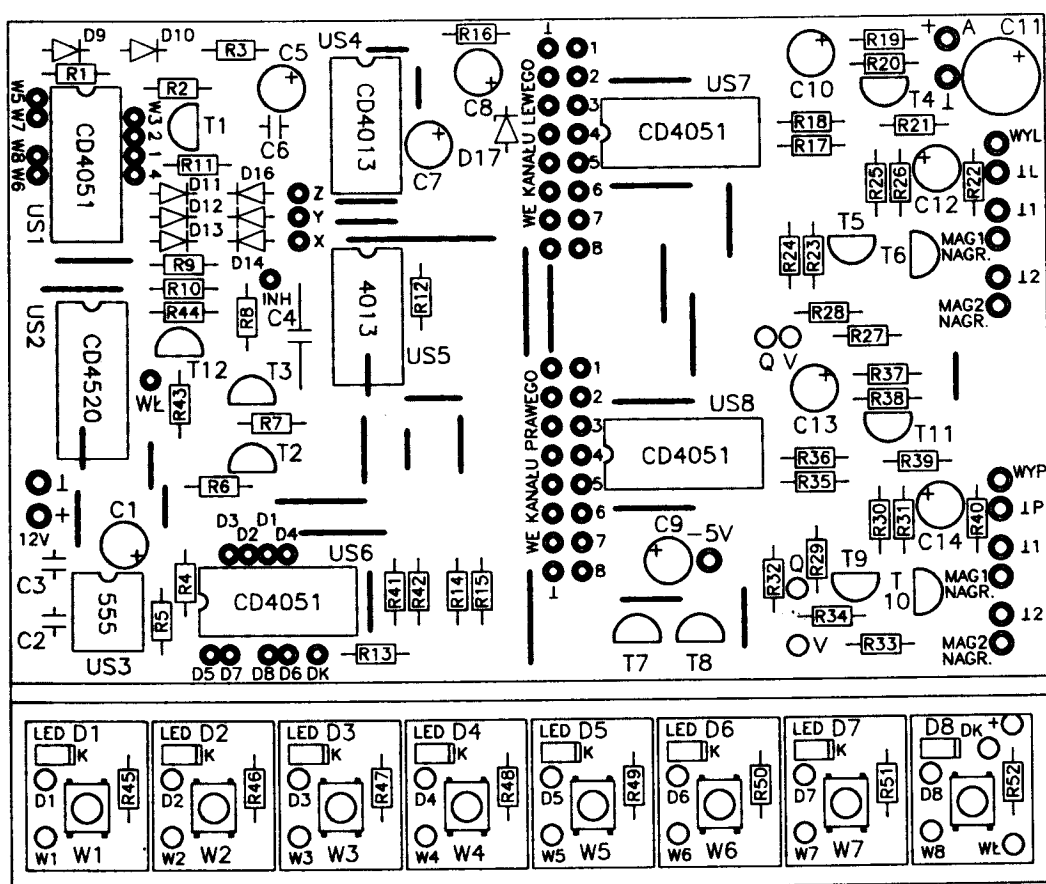
Sygnały doprowadzone do wejść WE1÷WE8 pozbawione są składowej stałej, dlatego też układy te muszą być zasilane napięciem "symetrycznym" względem masy. Jako dodatkowe napięcie zasilające układy US7 i US8 wykorzystano napięcie +10 V otrzymywane ze stabilizatora parametrycznego R16, D1. Ujemne napięcie -5 V doprowadzono z zewnętrznego zasilacza.

Z wyjść multiplexerów sygnał analogowy zostaje skierowany do wtórników emiterowych T4 i T11, a dalej do wyjść przełącznika. Z emiterów tranzystorów T4 i T11 wyprowadzono także sygnały do nagrywania na dwa magnetofony (MAG1 i MAG2). Na wyjściach tych pojawia się zawsze sygnał z aktualnie włączonego wejścia.

Wiele typów magnetofonów nie posiada blokady swoich wyjść w trakcie nagrywania. Prowadzi to do powstawania sprzężeń, w czasie, gdy w przedwzmacniaczu włączy się wejście do którego podłączony jest magnetofon ustawiony w funkcji nagrywania.



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej



Rys. 5 Rozmieszczenie elementów

Sygnal z wyjścia magnetofonu skierowany zostaje do wyjścia głównego przetwornika, a także do wyjścia zapisu tego samego magnetofonu, co prowadzi do powstania sprzężenia. W opisywanym przetworniku wyeliminowano możliwość powstawania takich sytuacji, przez selektywne blokowanie wyjść WY MAG1 i WY MAG2. W tym celu wejście WE3 zarezerwowano dla magnetofonu MAG1, a wejście WE4 dla magnetofonu MAG2. Włączenie wejścia WE3 powoduje zapalenie się diody D3 i pojawienie się wysokiego stanu na 15 nóżce układu US6 powoduje to wysterowanie tranzystora T7, a za jego pośrednictwem wysterowanie T5 i T9. Nasyczone tranzystory T5 i T9 zwierają do masy sygnały z wyjść do nagrywania MAG1 kanału lewego i prawego. Na wyjściach do nagrywania drugiego magnetofonu MAG2 w tym czasie sygnały są normalnie dostępne, umożliwiając przegrywanie z magnetofonu MAG1 na magnetofon MAG2. Analogicznie blokowane są wyjścia do nagrywania MAG2 w chwili wybrania wejścia WE4.

Układ przetwornika wejść łączy w sobie układy cyfrowe i analogowe. Mając na uwadze minimalizację zakłóceń sygnałów analogowych przez układy cyfrowe zastosowano odrębne zasilania i masy, co uwidoczniło na schemacie ideowym.

Parametry wszystkich wejść przetwornika są jednokowe, a podstawowe dane podano poniżej:

Impedancja wejściowa	33 kΩ; 5 pF
Impedancja wyjściowa	≤ 100 Ω
Impedancja wyjściowa	≤ 100 Ω
Impedancja wyjścia do zapisu na magnetofon	5 kΩ
Nominalna amplituda sygnału wejściowego	1 V
Maksymalna amplituda sygnału wejściowego	3 V
Wzmocnienie napięciowe	0,99 V/V
Wzmocnienie napięciowe dla wyjścia do zapisu na magnetofon	0,99 V/V
Zniekształcenia nieliniowe	≤ 0,001%
Odstęp od zakłóceń	≥ 90 dB

Montaż i uruchomienie

Montaż układu przetwornika nie powinien sprawiać kłopotów. Jednak przed przystąpieniem do montażu należy odciąć fragment płytki przeznaczonej do montażu diod świecących D1÷D8 i mikrołączników W1÷W8. Na płytce drukowanej oprócz zwor należy wykonać połączenie odcinkiem przewodu w izolacji łączące prostokątne pola, oznaczone literą S, znajdujące się po stro-

nie druku. Natomiast po stronie elementów wykonuje się dwa połączenia pomiędzy punktami Q i V.

Do płytki mikrołączników prowadzi się dziewięć przewodów W1÷W8, WŁ (można posłużyć się taśmą klejoną). Podobnie do diod świecących doprowadzonych jest dziewięć przewodów D1÷D8, DK.

Zasilanie części cyfrowej przełącznika zaleca prowadzić się z dekodera rozkazów (płytką 137), na której umieszczony jest stabilizator +12 V. Napięcie -5 V należy dostarczyć z odrębnego zasilacza. Natomiast napięcie do zasilania części analogowej +12 V i masa analogowa powinny być prowadzone z zasilacza we wzmacniaczu. Przy takim układzie zasilania bardzo ważne jest aby masy analogowa i cyfrowa były ze sobą połączone tylko w jednym punkcie. Najlepszym rozwiązaniem jest połączenie ze sobą mas przy kondensatorach filtrów (zaraz za mostkiem prostowniczym) pomiędzy zasilaczem części cyfrowej i analogowej.

Układ może być także zasilany z jednego zasilacza. W takim przypadku masa analogowa i cyfrowa powinny być prowadzone oddzielnymi przewodami i mogą połączyć się ze sobą dopiero na kondensatorze filtra zasilacza.

Poprawnie zmontowany układ nie wymaga uruchamiania.

Wykaz elementów

US1, US6÷US8	- MCY 74051 (CD 4051)
US2	- MCY 74520 (CD 4520)
US3	- ULY 7855 (NE 555)
US4, US5	- MCY 74013 (CD 4013)
T1÷T3, T5÷T10,	- BC 238B lub dowolny
T12	- npn $h_{21} \geq 250$

T4, T5	- BC 413B (BC 239B)
D1÷D8	- LED
D9÷D16	- BAVP17÷21 (1N4148)
D17	- BZP 683 C10 (BZX 79 na napięcie 10 V)
R16	- 330 Ω /0,25 W
R4÷R6, R18, R36	- 1 k Ω /0,125 W
R13	- 1 k Ω /0,25 W
R21, R39	- 1,5 k Ω /0,125 W
R23, R25÷R27,	
R29÷R31, R33	- 4,7 k Ω /0,125 W
R1	- 22 k Ω /0,125 W
R24, R28, R32, R34	- 33 k Ω /0,125 W
R14, R15, R41, R42	- 47 k Ω /0,125 W
R2, R3, R7÷R12,	
R17, R19, R20, R22,	
R35, R37, R38, R40,	
R43÷R52	- 100 k Ω /0,125 W
C4	- 470 nF/100 V MKSE-018-02
C2, C3	- 22 nF/32 V KFP
C6	- 47 nF/32 V KFP
C7, C10, C13	- 1 μ F/63 V 04/U
C1, C5, C8,	
C9, C12, C14	- 10 μ F/16 V 04/U
C11	- 100 μ F/16 V 04/U
W1÷W8	- mikrołączniki
płytką drukowaną numer 204	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 5,21 zł + (52.100 zł) koszty wysyłki.

◇ mgr inż Dariusz Cichoński

Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511

W wielu listach i telefonach pojawiają się problemy związane z dekoderni sterującymi wyświetlaczami siedmiosegmentowymi. Dotyczy przede wszystkim kształtu wyświetlanych cyfr 6 i 9 oraz jasności świecenia wyświetlaczy, oraz dostosowania dekoderni do pracy z wyświetlaczami o wspólnej katodzie w przypadku układu UCY 7447 i o wspólnej anodzie w przypadku układu MCY 74511. Artykuł ten stanowi próbę kompleksowego omówienia wyżej wymienionych problemów.

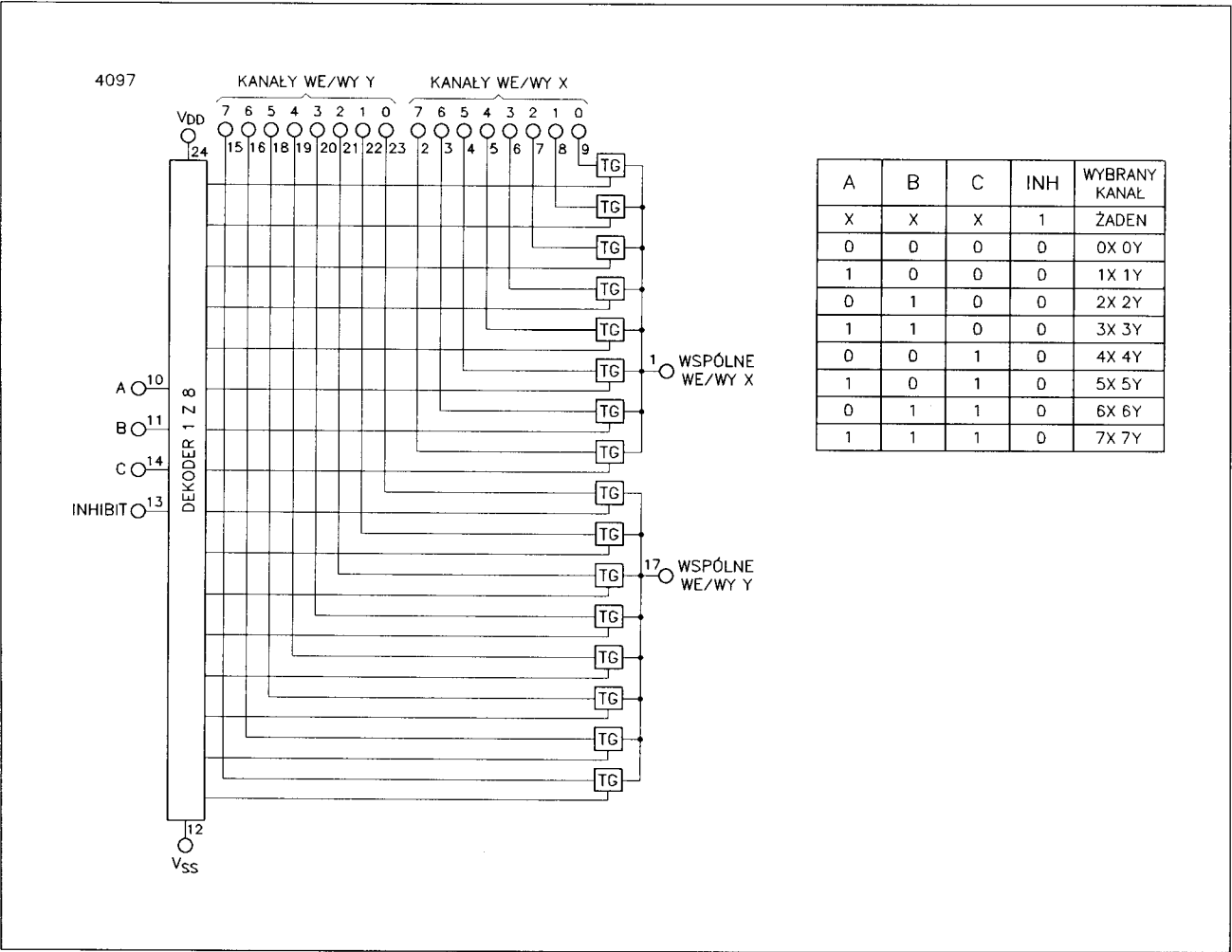
W pierwszej części omówimy układ dekodera UCY 7447. Tablica stanów logicznych tego układu przedstawiona jest na rysunku 1. Układ posiada wyjścia typu otwarty kolektor. Tranzystory wyjściowe układu pozwalają na przepływ maksymalnego prądu 40 mA. Maksymalne napięcie U_{CE} tranzystorów wyjściowych wynosi 15 V, a w przypadku układu 7446 30 V. Układ 7446 jest funkcjonalnym odpowiednikiem, o identycznych wypro-
wadzeniach, układu 7447.

DEKODER UCY7447 (UCY7446)											
CYFRA	WEJŚCIA				WYJŚCIA SEGMENTOWE						
	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	L	L	L	L	L	L	H
1	0	0	0	1	H	L	L	H	H	H	H
2	0	0	1	0	L	L	H	L	L	H	L
3	0	0	1	1	L	L	L	L	H	H	L
4	0	1	0	0	H	L	L	L	H	H	L
5	0	1	0	1	L	H	L	L	L	H	L
6	0	1	1	0	(H)	H	L	L	L	L	L
7	0	1	1	1	L	L	L	H	H	H	H
8	1	0	0	0	L	L	L	L	L	L	L
9	1	0	0	1	L	L	L	(H)	H	L	L

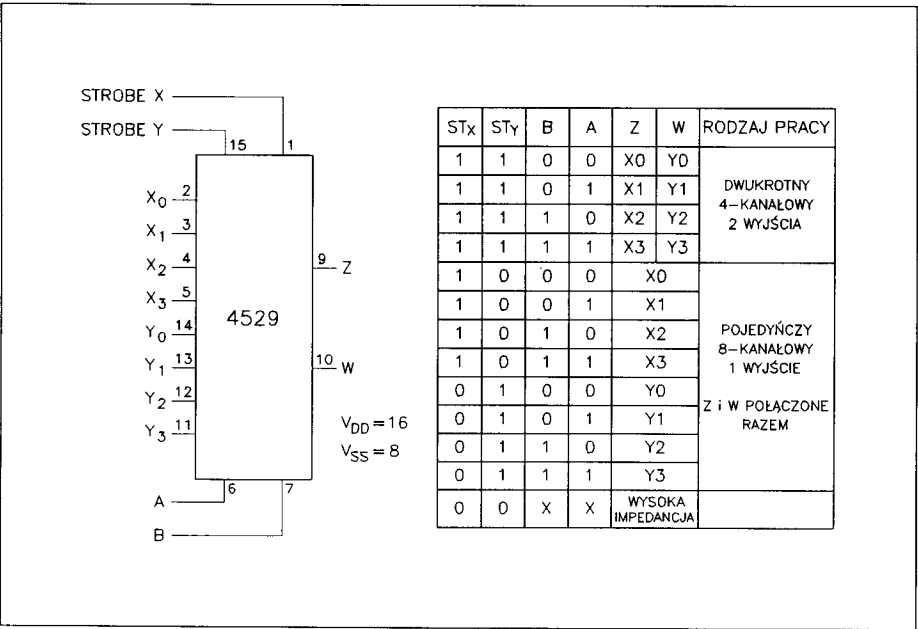
L – SEGMENT ZAPALONY
H – SEGMENT ZGASZONY

L - SEGMENT ZAPALONY
H - SEGMENT ZGASZONY

Rys. 1 Tabela stanów dekodera 7447 (7446)



Rys. 3 Rozkład wyprowadzeń i tabela stanów multiplexera 4097



Rys. 4 Rozkład wyprowadzeń i tabela stanów multiplexera 4529

Innym przykładem może być podwójny multiplexer ośmiokanałowy, którego rozkład wyprowadzeń zamieszczono na rysunku 3. Oba multiplexery posiadają wspólne wejścia adresujące A, B, C i wspólne wejście blokujące INHIBIT.

Ciekawym rozwiązaniem jest multiplexer 4529, który może pracować jako podwójny multiplexer czterokanałowy, lub pojedynczy multiplexer ośmiokanałowy. podczas pracy czterokanałowej wejścia A i B pracują jako adresowe, a wejścia STx i STy jako wejścia strobuje (stan niski na tych wejściach blokuje dany multiplexer). Podczas pracy ośmiokanałowej wyjścia/wejścia W i Z należy połączyć ze sobą.

Ciąg dalszy w następnym numerze.



Dla krótkofalowców, użytkowników CB i UKF-owców:

POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 941 i 942.

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz.

Dla każdego: World Receiver



ODBIORNIKI typu: DIGITAL 942 R.

Zakresy i emisje jak wyżej, czułość 0,2 µV.



Dla radioamatorów:

STEROWNIKI MIKROPROCESOROWE,

ze schematami aplikacyjnymi i instrukcjami obsługi:

1. Kolorowych tablic świetlnych z płynącymi napisami, dźwiękiem i klawiaturą;
2. Transceivera DIGITAL 942;
3. Do transceiverów z p.cz. 9 MHz (np. SP 5 WW) – właściwości sterowania jak w DIGITAL 942 (między innymi syntezer SAA 1057 i cyfrowa skala);
4. klucza elektronowego (Praktyczny Elektronik 5 i 6/93).



ZABEZPIECZENIA:

Do samochodów, motocykli, drzwi itp. – kwarcowe linie radiowe z wewnętrznym czujnikiem wstrząsów. Do toreb, plecaków itp. – alarmujące, jeżeli bagaż jest zbyt daleko od właściciela.



SUPER NOWOŚĆ!

w związku z pojawieniem się na rynku różnego rodzaju urządzeń podsłuchowych, proponujemy:

WYKRYWACZE wszelkich radiowych urządzeń podsłuchowych.

- mieszczą się w dłoni ● lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu ● zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz) ● absolutna prostota obsługi – jeden przycisk ● przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam...
- cena promocyjna 85 zł! ● dla sklepów radiowych, sklepów CB, sklepów z zabezpieczeniami – ceny negocjowane.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel. 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

Sprzedam wykrywacz PI. rozróżnia- Sprzedam wobuloskop do 1250 MHz
jący metale, orientacyjnie określający tel. 57-16-20 Wrocław
głębokość tel. 19-88-33 Łódź

Dołączalne, benzyunooszczędne
zapłony MX 1.4 sterowane z przery-
wacza. Możliwość przełączania:
elektronika / układ klasyczny.
Bezpłatny informator-koperta+znaczek
W. Domański, ul. Kościuszki 1
63-460 Nowe Skalmierzyce

Sprzedawca wysyłkowa zestawów do samodzielnego montażu

(komplet części, płytka drukowana, po-
cynowana, powiercona, oraz schematy)

Oferuję między innymi:

- mikrofony UKF
- zegary Cyfrowe MC 1206 itp.
- mierniki temperatury i napięcia
- pozytywki (UM 66, UM 34811)
- zasilacze
- radiodiodni UKF, AM
- stereodekodery
- wskaźniki poziomu sygnału
- wzmacniacze (od 5 do 100 W)
- wyłączniki dźwiękowe
- sterowniki
- katalog półprzewodników

Oraz inne ciekawe urządzenia
Andrzej Górski ul. Matejki 3
05-070 SULEJÓWEK 1

tel 78-320-51 (kierunkowy 02)

Oferta gratis –

załącz kopertę zwrotną na odpowiedź

Programy Public Domain

na Amigę i C64 (dysk), oraz
Testy TV, Pilot Test, Obliczenia.

Katalogi tranzystorów i inne programy
nie tylko dla elektroników
na C64 (dyskiety 5,25")

Informacje – 2 znaczki

ELKO

ul. Sportowa 20 11-200 Bartoszyce

MULTIMETR (7107) Z GENERATOREM

U-/-= 0...750V; I-/-= 0...2A Bp 1%
R 0...2MΩ; f 10Hz...15MHz Bp 1-2%
C 2pF...2µF; G 3Hz...0,5MHz (3V) Bp 2-3%

Pomiar diod i b tranzystorów

Wynik wyświetlany na 3 i 1/2 cyfry LED

34,5 zł – płytka + części (wersja TTL)

10,4 zł – Isostaty + obudowa (do obu typów)

37,6 zł – wersja CMOS (zas. 8...12V=
lub baterie, Izas=0,1A, wielkość
1/2 wersji podst. R do 20 MΩ,
G. z wyświetlaniem częstotliwości)

Multimetr Samochodowy 07

- Pomiar temperatury silnika
 - Pomiar temperatury zewnętrznej
 - Obrotomierz cyfrowy
 - Wskaźnik cyfrowy napięcia akumulatora
- Wynik wyświetlany na 3 i 1/2 cyfry LED
28,4 zł – płytka + części + obudowa
39,8 zł – zmontowany + oddzielnie obudowa
D. F. Elektron ul. Duża Góra 37/53
30-857 KRAKÓW tel. 58-90-24

WYSYŁKOWA SPRZEDAŻ PODZESPOŁÓW I ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH

Po otrzymaniu koperty zwrotnej
(ze znaczkami)

wysyłamy bezpłatny katalog

Wystawiamy: „UNIPOL”

rachunki upr. skr. poczt. nr 25
i faktury VAT 07-202 WYSZKÓW

ELEKTRONICY

PŁYTY, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Mierniki cyfrowe i analogowe, dzielniki,
przystawki do multimetrów, radiotelefony,
transwertery, transceivery, zasilacze, prze-
twornice, korektory, miksery, echo, lesley,
dekodery, centrale alarmowe, echosondy,
wykrywacze metali, testery.

Ponad 200 propozycji.

ZAWSZE AKTUALNE, OKAZYJNE CENY
KATALOG - KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCŁAW 17 Skr. Poczt. 1625

SAM WYKONASZ OBWODY DRUKOWANE

Zestaw (laminat, wytrawiacz, instrukcja)
cena 2,80 zł + opłaty pocztowe.

Płatne za zaliczeniem pocztowym.

Oferuję sam laminat jedno i dwustronny,
wytrawiacz i pisaki do obwodów drukowanych

A. Kawczyński 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344

zawsze aktualne !